

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE



Express Mail No.: EL627421122US
In re application of: Jari MANNERMAA
Serial No.: 0 /

Group No.:

Filed: Herewith
For: METHOD FOR SYNCHRONIZING A RECEIVER, A POSITIONING SYSTEM, A
RECEIVER AND AN ELECTRONIC DEVICE

Examiner:

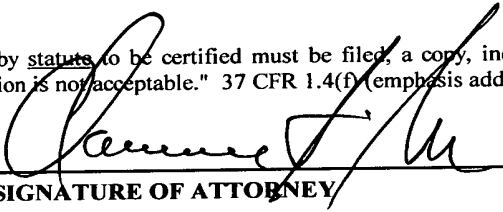
Commissioner of Patents and Trademarks
Washington, D.C. 20231

TRANSMITTAL OF CERTIFIED COPY

Attached please find the certified copy of the foreign application from which priority is claimed for this case:

Country : Finland
Application Number : 20000634
Filing Date : 17 March 2000

WARNING: "When a document that is required by statute to be certified must be filed, a copy, including a photocopy or facsimile transmission of the certification is not acceptable." 37 CFR 1.4(f) (emphasis added.)


SIGNATURE OF ATTORNEY

Reg. No.: 24,622

Clarence A. Green

Type or print name of attorney

Tel. No.: (203) 259-1800

Perman & Green, LLP

P.O. Address

425 Post Road, Fairfield, CT 06430

NOTE: The claim to priority need be in no special form and may be made by the attorney or agent if the foreign application is referred to in the oath or declaration as required by § 1.63.

(Transmittal of Certified Copy [5-4])

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS
NATIONAL BOARD OF PATENTS AND REGISTRATION

Helsinki 15.11.2000

JCE13 U.S. PTO
09/132828
12/08/00

ETUOIKEUSTODISTUS
PRIORITY DOCUMENT



Hakija
Applicant

Nokia Mobile Phones Ltd
Espoo

Patenttihakemus nro
Patent application no

20000634

Tekemispäivä
Filing date

17.03.2000

Etuoikeushak. no
Priority from appl.

FI 19992653

Tekemispäivä
Filing date

09.12.1999

Kansainvälinen luokka
International class

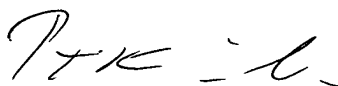
H04L

Keksinnön nimitys
Title of invention

"Menetelmä vastaanottimen tahdistamiseksi, paikannusjärjestelmä,
vastaanotin ja elektroniikkalaite"

Täten todistetaan, että oheiset asiakirjat ovat tarkkoja jäljennöksiä
patentti- ja rekisterihallitukselle alkuaan annetuista selityksestä,
patenttivaatimuksista, tiivistelmästä ja piirustuksista.

This is to certify that the annexed documents are true copies of the
description, claims, abstract and drawings originally filed with the
Finnish Patent Office.


Pirjo Kalla
Tutkimussihteeri

Maksu 300,- mk
Fee 300,- FIM

Osoite: Arkadiankatu 6 A Puhelin: 09 6939 500 Telefax: 09 6939 5328
P.O.Box 1160 Telephone: + 358 9 6939 500 Telefax: + 358 9 6939 5328
FIN-00101 Helsinki, FINLAND

L1

1

Menetelmä vastaanottimen tahdistamiseksi, paikannusjärjestelmä, vastaanotin ja elektroniikkalaitte

5 Nyt esillä oleva keksintö kohdistuu oheisen patenttivaatimuksen 1 johdanto-osan mukaiseen menetelmään vastaanottimen tahdistustoimintojen suorittamiseksi, oheisen patenttivaatimuksen 9 johdanto-osan mukaiseen paikannusjärjestelmään, oheisen patenttivaatimuksen 14 johdanto-osan mukaiseen vastaanottimeen, oheisen patenttivaatimuksen 22 johdanto-osan mukaiseen elektroniikkalaitteeseen, sekä oheisen
10 patenttivaatimuksen 29 johdanto-osan mukaiseen elektroniikkalaitteeseen.

15 Eräs tunnettu paikannusjärjestelmä on GPS-järjestelmä (Global Positioning System), joka käsittää tällä hetkellä yli 20 satelliittia, joista samanaikaisesti vastaanottimen näkyvissä on 4 tai enemmän, esim. Suomessa voi havaita leveyspiiristä riippuen jopa yli 14 satelliittia samanaikaisesti johtuen näkyvyydestä yli pohjoisnavan. Nämä satelliitit lähettävät mm. satelliitin ratatietoa (Ephemeris data) sekä tietoa satelliitin kellonajasta. Sijainnin määrittämisessä käytettävä vastaanotin päättelee sijaintinsa normaalisti siten, että vastaanottimessa lasketaan useammasta paikannusjärjestelmään kuuluvasta satelliitista samanaikaisesti lähetettävän signaalin kulkuaika vastaanottimeen. Sijainnin määrittämiseksi on vastaanottimen vastaanotettava tyypillisesti vähintään neljän näkyvissä olevan satelliitin signaali, jotta sijainti voidaan laskea.

25 Jokainen GPS-järjestelmän toimiva satelliitti lähettää ns. L1-signaalia 1575,42 Mhz:n kantoaaltotaajuudella. Tätä taajuutta merkitään myös $154f_0$, missä $f_0=10,23$ MHz. Lisäksi satelliitit lähettävät L2-signaalia 1227,6 Mhz:n kantoaaltotaajuudella, eli $120f_0$. Satelliitissa suoritetaan
30 näiden signaalien modulointi ainakin yhdellä valesatunnaissekvenssillä. Kullakin satelliitilla tämä valesatunnaissekvenssi on erilainen. Moduloinnin tuloksena muodostuu koodimoduloitu laajakaistasignaali. Käytetty modulointitekniikka mahdollistaa sen, että vastaanottimessa pystytään erottamaan eri satelliittien lähettämät signaalit, vaikka lähetyksessä käytettävät kantoaaltotaajuudet ovat olennaisesti samat. Tästä
35 modulointitekniikasta käytetään nimitystä koodijako-monikäyttötetekniikka (CDMA, Code Division Multiple Access). Kussakin satelliitissa L1-signaalin moduloinnissa käytetään valesatunnaissekvenssinä mm. ns.

C/A-koodia (Coarse/Acquisition code), jona käytetään Gold-koodia. Jokainen GPS-satelliitti lähettää signaalia käyttämällä yksilöllistä C/A-koodia. Koodit muodostetaan kahden 1023-bittisen binäärisekvenssin modulo-2 summana. Ensimmäinen binäärisekvenssi G1 on muodostettu polynomilla $X^{10}+X^3+1$ ja toinen binäärisekvenssi G2 on muodostettu viivästämällä polynomia $X^{10}+X^9+X^8+X^6+X^3+X^2+1$ siten, että kullakin satelliitilla viive on erilainen. Tämä järjestely mahdollistaa sen, että eri C/A-koodit voidaan muodostaa samanlaisella koodigeneraattorilla. C/A-koodit ovat siis binäärikoodeja, joiden kellotusnopeus (Chipping rate) GPS-järjestelmässä on 1,023 MHz. C/A-koodi käsittää 1023 alibittiä (Chip), jolloin koodin toisto aika (koodijakso, epoch) on 1 ms. L1-signaalin kantaaaltoa moduloidaan vielä navigointi-informaatiolla 50 bit/s bittinopeudella. Navigointi-informaatio käsittää tietoa satelliitin "terveydentilasta" (health), radasta, aikatietoa jne.

Satelliitit tarkkailevat laitteistonsa kuntoa toimintansa aikana. Satelliitit voivat käyttää esim. ns. vahtikoiratoimintoja joidenkin laitteistoon mahdollisesti tulleiden vikojen havaitsemiseen ja ilmoittamiseen. Virheet ja toimintahäiriöt voivat olla hetkellisiä tai pidempiaikaisia. Terveystietojen perusteella voidaan mahdollisesti osa virheistä kompensoida tai jättää vikaantuneen satelliitin lähettämä informaatio kokonaan huomioida. Lisäksi tilanteessa, jossa useamman kuin neljän satelliitin signaali on vastaanotettavissa, voidaan terveydentietojen perusteella painottaa eri satelliiteista vastaanotettua informaatiota eri tavalla. Tällöin epäluotettavalta vaikuttavien satelliittien mahdollisesti aiheuttamia virheitä mittauksiin voidaan minimoida.

Satelliittien signaalien havaitsemiseksi ja satelliittien tunnistamiseksi on vastaanottimen suoritettava tahdistus, jossa vastaanotin etsii kulloinkin kunkin satelliitin signaalin ja pyrkii tahdistumaan tähän signaaliin, jotta signaalin mukana lähetettävä data voidaan vastaanottaa ja demoduloida.

Sijainninmäärittäsvastaanottimen on suoritettava tahdistus mm. silloin, kun vastaanotin kytketään päälle ja myös tilanteessa, jossa vastaanotin ei ole pitkään aikaan pystynyt vastaanottamaan minkään satelliitin signaalia. Mm. kannettavissa laitteissa tällainen tilanne voi syntyä helposti,

5 koska laite liikkuu ja laitteen antenni ei aina ole optimaalisessa asen-
nossa satelliitteihin nähden, mikä heikentää vastaanottimeen tulevan
signaalin voimakkuutta. Myös kaupunkialueilla rakennukset, esim. nk.
blokkaukset eli signaalitien katkaisu, vaikuttavat vastaanotettavaan sig-
naaliin ja lisäksi voi syntyä ns. monitie-etenemistä, jossa lähetetty sig-
naali saapuu vastaanottimeen eri kulkureittejä, esim. suoraan satelliitis-
ta (line-of-sight) ja lisäksi rakennuksista heijastuneena. Tämä monitie-
eteneminen aiheuttaa sen, että sama signaali vastaanotetaan useina
eri vaiheisina signaaleina.

10

Sijainninmääritysjärjestelylle on kaksi pääasiallista tehtävää:

1. vastaanottimen pseudo-etäisyyden laskenta eri GPS-satel-
liitteihin, ja
- 15 2. vastaanottimen sijainnin määrittäminen, jossa käytetään laskettuja
pseudo-etäisyyksiä sekä satelliittien sijaintitietoa. Satelliittien
kulloinkin sijaintitieto voidaan laskea satelliiteista vas-
taanotettujen ephemeris- ja aikakorjaustietojen perusteella.

20 Etäisyyksiä satelliitteihin nimitetään pseudo-etäisyyksiksi, koska aika ei
vastaanottimessa ole tarkasti tiedossa. Koska aikaa ei tiedetä abso-
luuttisen tarkasti, on paikka ja aika selvitettävä sopivimmin iteroimalla
mitattua dataa linearisoidulla yhtälöryhmällä. Tällöin sijainnin ja ajan
määrittäminen toistetaan, kunnes on saavutettu riittävä tarkkuus ajan ja si-
jainnin suhteen.

25

Pseudo-etäisyyden laskenta voidaan suorittaa mittaamalla eri satelliit-
tien signaalien keskinäiset, näennäiset kulkuviiveet. Sen jälkeen, kun
vastaanotin on tahdistunut vastaanotettuun signaaliin, suoritetaan sig-
naalissa lähetetyn informaation ilmaisu.

30

Lähes kaikki tunnetut GPS-sijainninmääritysvastaanottimet (GPS-navi-
gointivastaanottimet) käyttävät korrelaatiomenetelmiä tahdistustoiminto-
jen suorittamiseen, eli koodiin tahdistumiseen (acquisition) ja/tai tahdis-
tuksen ylläpitämiseen (seurantaan, tracking). Sijainninmääritysvas-
taanottimessa on tallennettu tai generoidaan paikallisesti vertailukoodit
35 $r(x)$, eli eri satelliittien valesatunnaissekvenssit. Vastaanotetulle sig-
naalille suoritetaan muunto välitaajuudelle (Down Conversion), minkä

4

jälkeen vastaanotin suorittaa vastaanotetun signaalin kertomisen tallennetulla valesatunnaissekvenssillä. Kertolaskun tuloksena muodostunut signaali integroidaan tai allpäästösuodatetaan, jolloin tuloksena saadaan tieto siitä, onko vastaanotetussa signaalissa ollut jonkin satelliitin lähettämä signaali. Vastaanottimessa suoritettava kertolasku toistetaan siten, että kullakin kerralla siirretään vastaanottimeen tallennetun valesatunnaissekvenssin vaihetta. Oikea vaihe päätellään korrelaatiotuloksesta edullisesti siten, että korrelaatiotuloksen ollessa suurin, on oikea vaihe löytynyt. Tällöin vastaanotin on oikein tahdistunut vastaanotettuun signaaliin.

Sen jälkeen, kun koodiin tahdistuminen on suoritettu, suoritetaan vielä taajuuden hienosäätö ja vaihelukitus. Tämä korrelaatiotulos ilmaisee myös GPS-signaalissa lähetetyn informaation.

Edellä mainittu tahdistus ja taajuudensäätöprosessi on toistettava kullekin sellaisen satelliitin signaalille, jota vastaanottimessa vastaanotetaan. Tähän prosessiin kuluu siis runsaasti aikaa erityisesti tilanteessa, jossa vastaanotettavat signaalit ovat heikkoja. Tämän prosessin nopeuttamiseksi käytetään joissakin tunnetun tekniikan mukaisissa vastaanottimissa useampia korrelaattoreita, jolloin samanaikaisesti voidaan etsiä useampia korrelaatiohuippuja. Pelkästään korrelaattoreiden lukumäärää kasvattamalla ei käytännön sovelluksissa tahdistus- ja taajuudensäätöprosessia voida nopeuttaa kovinkaan paljon, koska korrelaattoreiden lukumäärää ei voi kasvattaa rajattomasti.

Joissakin tunnetun tekniikan mukaisissa GPS-vastaanottimissa on käytetty FFT-tekniikkaa vastaanotetun GPS-signaalin Doppler-siirtymän määrittämiseksi tavallisten korrelaattoreiden yhteydessä. Näissä vastaanottimissa käytetään korrelointia vastaanotetun signaalin kaistanleveyden kaventamiseksi 10 kHz–30 kHz:iin. Tämä kapeakaistainen signaali analysoidaan FFT-algoritmeilla kanta-aaltotaajuuden määrittämiseksi.

Kansainvälisessä patenttihakemuksessa WO 97/14057 on esitetty GPS-vastaanotin ja menetelmä GPS-signaalien käsittelemiseksi. Tässä julkaisussa esitetty vastaanotin käsittää pääasiassa kaksi erillistä vastaanotinta, joista ensimmäinen vastaanotin on tarkoitettu käytettäväksi

tilanteessa, jossa vastaanotetun signaalin voimakkuus on riittävän suuri ja toista vastaanotinta on tarkoitettu käytettäväksi tilanteessa, jossa vastaanotetun signaalin voimakkuus ei riitä riittävän tarkkaan sijainnin määrittämiseen käytettäessä ensimmäistä vastaanotinta. Tässä toisessa

5 vastaanottimessa suoritetaan vastaanotetun signaalin digitointi ja tallennus muistivälineisiin, jolloin myöhemmin näitä tallennettuja signaaleita käsitellään digitaalisessa signaalinkäsittely-yksikössä. Digitaalinen signaalinkäsittely-yksikkö suorittaa konvoluutio-operaatiolta vastaanotetulle digitoidulle signaalille. Näiden konvoluutio-operaatioiden tavoitteena on pseudo-etäisyyksien laskenta. Muistivälineisiin tallennetaan tyypillisesti sadasta tuhanteen koodijaksoa (PM Frames), mikä vastaa

10 100 ms–1 s mittaista signaalia. Tämän jälkeen tutkittavan satelliitin koodia vastaava tallennettu koodi noudetaan vastaanottimen muistista käytettäväksi vastaanotetun signaalin analysointiin.

15 Vastaanottimessa poistetaan myös Doppler-siirtymä. Tämän Doppler-siirtymän määrä on selvitetty joko ensimmäisellä vastaanottimella tai GPS-järjestelmään kuuluvasta tukiasemasta vastaanotetun tiedon perusteella. Tämän jälkeen suoritetaan peräkkäisten kehysten koherentti

20 summaus. Tälle summauksen tuloksena saadulle datajoukolle suoritetaan nopea Fourier-muunnos. Fourier-muunnostulokselle suoritetaan kertolasku, jossa toisena kertojana käytetään muistivälineisiin tallennetun referenssisignaalin Fourier-muunnoksen kompleksikonjugaattia. Tälle kertolaskun tulokselle suoritetaan edelleen käänteinen Fourier-

25 muunnos, jolloin saadaan joukko korrelaatiotuloksia. Tässä julkaisussa on siis korrelaatio korvattu Fourier-muunnoksella, jolloin laskutoimitusten määrää on saatu pienennettyä. Julkaisun mukaan menetelmä nopeuttaa 10–100 -kertaisesti sijainninmäärittystä verrattuna mainitun julkaisun hakemishetkellä tunnettuihin ratkaisuihin.

30 Joissakin tunnetun tekniikan mukaisissa vastaanottimissa käytetään sovitettuja suodattimia (matched filter) signaaliin lukittumisessa ja seurannassa. Tällaisten sovitettujen suodattimien käytössä on kuitenkin se epäkohta, että ne kuluttavat suhteellisen paljon tehoa, mikä rajoittaa

35 niiden käyttöä erityisesti kannettavissa laitteissa.

Nyt esillä olevan keksinnön eräänä tarkoituksena on aikaansaada vastaanotin, jossa tahdistus lähetettyyn signaaliin voidaan suorittaa merkittävässä määrin nopeammin kuin tunnetun tekniikan mukaisissa vastaanottimissa. 5
Keksintö soveltuu erityisesti sijainninmäärittäsvastaanottimissa käytettäväksi, mutta myös muissa vastaanottimissa, edullisesti CDMA-vastaanottimissa, joissa vastaanottimen on tahdistuttava hajaspektrisignaaliin. Keksintö perustuu siihen ajatukseen, että suoritetaan aika/taajuus-muunnokset sekä käänteis-, eli taajuus/aikamuunnokset nopealla Hartley-muunnoksella ja vastaavalla käänteismuunnoksella. Tällöin voidaan vastaavat laskutoimitukset suorittaa nopeammin kuin tunnetun tekniikan mukaisissa ratkaisuis- 10
sa, kuten FFT-muunnoksiin perustuvissa järjestelmissä. Nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle menetelmälle on tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 1 tunnusmerkkiosassa. Nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle paikannusjärjestelmälle on tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 9 tunnusmerkkiosassa. Nyt esillä olevan keksinnön ensimmäisen edullisen suoritusmuodon mukaiselle vastaanottimelle on tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 14 tunnusmerkkiosassa. Nyt esillä olevan keksinnön mukaiselle elektroniikkalaitteelle on tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 22 tunnusmerkkiosassa. Nyt esillä olevan keksinnön toisen edullisen suoritusmuodon mukaiselle elektroniikkalaitteelle on vielä tunnusomaista se, mitä on esitetty oheisen patenttivaatimuksen 29 tunnusmerkkiosassa. 25

Nyt esillä olevalla keksinnöllä saavutetaan merkittäviä etuja tunnetun tekniikan mukaisiin menetelmiin ja vastaanottimiin verrattuna. Keksinnön mukaisella menetelmällä voidaan muunnokset suorittaa nopeammin ja pienemmällä tehonkulutuksella verrattuna esim. FFT-pohjaisiin järjestelmiin. Tällöin erityisesti sijainninmäärittäsvastaanottimissa voidaan vastaanottimen tahdistusta vastaanotettavaan signaaliin nopeuttaa. Lisäksi keksinnön mukaisen menetelmän mukainen reaaliaikainen aika/taajuusmuunnos ja taajuus/aikamuunnos toteuttaa pinta-alaltaan merkittävästi pienemmällä puolijohdepiirillä kuin tunnetun tekniikan mukaiset ratkaisut. Keksinnön mukaisella menetelmällä voidaan saavuttaa merkittävä parannus tahdistusnopeuteen verrattuna tunnetun tekniikan 30
35

5 mukaisiin menetelmiin. Keksinnön mukaisen vastaanottimen kokonais-
energiankulutus voidaan pitää kohtuullisena, jolloin keksintö soveltuu
erityisen hyvin käytettäväksi kannettavissa laitteissa. Tällöin sijainnin-
määritysvastaanotin voidaan toteuttaa myös langattoman viestimen
yhteyteen.

Nyt esillä olevaa keksintöä selostetaan seuraavassa tarkemmin viitaten
samalla oheisiin piirustuksiin, joissa

10 kuva 1 esittää pelkistettynä. lohkokaaviona vastaanotinta, jossa
keksinnön mukaista menetelmää voidaan soveltaa,

kuva 2 esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen
menetelmän korrelointivaihetta pelkistettynä kaaviona,

15 kuva 3 esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen
menetelmän analyysivaihetta pelkistettynä kaaviona,

kuva 4 esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisen
20 menetelmän päättelyvaihetta pelkistetyksi,

kuva 5 esittää keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaista
elektroniikkalaitetta pelkistettyä lohkokaaviona, ja

25 kuva 6 esittää yksinkertaistettuna periaatekaaviona keksinnön
erään edullisen suoritusmuodon mukaista paikannusjärjes-
telmää.

30 Seuraavassa keksintöä selostetaan käyttäen esimerkkinä kuvan 1 mu-
kaista GPS-vastaanotinta. Tarkastellaan aluksi menetelmässä sovellet-
tavien Hartley-muunnoksen ja käänteisen Hartley-muunnoksen ominai-
suuksia. Hartley-muunnos voidaan esittää kaavalla:

$$H(f) = \sum_{k=0}^{M-1} x(kt_0) \cdot [\cos(2\pi fkt_0 / M) + \sin(2\pi fkt_0 / M)] / M \quad (1)$$

35

ja käänteinen Hartley-muunnos voidaan esittää kaavalla:

$$x(t) = \sum_{k=1}^{M-1} H(kf_0) \cdot [\cos(2\pi kf_0 t / M) + \sin(2\pi kf_0 t / M)] \quad (2)$$

missä

- 5 $x(k)$ ovat mitatut näytteet aikatasossa,
 M on näytteiden lukumäärä,
 t_0 on näytteenottoväli, ja
 f_0 on $1/[(M-1)t_0]$

- 10 Diskreetin Hartley-muunnoksen laskemiseksi tarvitaan edellä esitettyjen
kaavojen mukaan N^2 laskutoimitusta. Tätä määrää voidaan kuitenkin
pientää matemaattisten muunnosten teoriasta tunnettujen permutaa-
tioiden ja ns. Butterfly-prosessin avulla, jolloin muunnokset voidaan
15 suorittaa $N \log_2 N$ laskutoimituksella. Tätä muunnosta kutsutaan tällöin
nopeaksi Hartley-muunnokseksi FHT (Fast Hartley-transform). Hartley-
muunnoksen ominaisuuksien perusteella konvoluutio aikatasossa voi-
daan suorittaa kerto- ja yhteenlaskujen avulla taajuustasossa seuraa-
vasti:

20 $x_1(t) * x_2(t) = H_1(f) \cdot H_{2e}(f) + H_1(-f) \cdot H_{2o}(f) \quad (3)$

missä

- 25 $x_1(t)$ ja $x_2(t)$ ovat konvoloitavat signaalit,
 $H_1(f)$ ja $H_2(f)$ ovat $x_1(t)$ ja $x_2(t)$ Hartley-muunnokset vastaa-
vasti, ja
 $H_{2e}(f)$ ja $H_{2o}(f)$ ovat signaalin $x_2(t)$ Hartley-muunnoksen paril-
linen ja pariton muunnos vastaavasti.

- 30 Jos ainakin yksi konvoloitava signaali on pariton tai parillinen, seuraa
siitä se, että konvoluutioyhtälö yksinkertaistuu muotoon $H_1(f) \cdot H_2(f)$.
Edellä esitettyä konvoluutiota voidaan käyttää hyödyksi mm. lasket-
taessa kahden signaalin välistä korrelaatiota. Tällöin korrelaation las-
kemiseksi konvoluution avulla, käännetään jompi kumpi signaaleista ai-
katasossa peilikuvaksi ja lasketaan konvoluutio edullisesti edellä esitet-
35 tyjä Hartley-muunnoksia käyttämällä. Tätä on kuvattu jäljempänä tässä
selityksessä.

Kuvataan seuraavaksi keksinnön ensimmäisen edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän vastaanottimen 1 toimintaa viitaten samalla kuvaan 1. Vastaanottimessa 1 vastaanotettava signaali muunnetaan sopivimmin välitaajuudelle muunninlohkossa 2. Tässä vaiheessa signaali käsittää sinänsä tunnetusti kaksi komponenttia: I- ja Q-komponentit, joiden välillä on 90° vaihe-ero. Nämä välitaajuudelle muunnetut analogiset signaalikomponentit digitoidaan digitointilohkossa 3 ja johdetaan kertojalohkoon 4. Kertojalohkossa 4 digitoidun signaalin I- ja Q-komponentit kerrotaan numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 (NCO, Numerically Controlled Oscillator) muodostamalla signaalilla. Tämä numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 signaali on tarkoitettu korjaamaan Doppler-siirtymästä ja vastaanottimen 1 paikallisoskillaattorin (ei esitetty) taajuusvirheestä johtuva taajuuspoikkeama. Kertojalohkon 4 muodostama signaali johdetaan tahdistuslohkoon 6, jossa keksinnön mukaista menetelmää sovelletaan. Tämä tahdistuslohko 6 pyrkii siis löytämään satelliitin koodivaiheen ja taajuuspoikkeaman käytettäväksi tahdistuksen jälkeisissä toiminnoissa. Tätä kuvataan jäljempänä tässä selityksessä. Ohjauslohkolla 7 ohjataan tahdistuksen aikana skannauslohkoa 8, jonka avulla numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 taajuutta säädetään tarvittaessa. Ohjauslohko 7 ohjaa ensimmäistä kytkintä 9 kytkemään joko tämän skannauslohkon 8 muodostaman signaalin tahdistuksen aikana numeerisesti ohjatulle oskillaattorille 5 tai koodin selvityslohkon 11 muodostaman ohjaussignaalin numeerisesti ohjatulle oskillaattorille 5 sen jälkeen, kun tahdistus on saavutettu. Toisella kytkimellä 10 ohjataan tätä seurantalohkon 11 toimintaa. Tämä seurantalohko 11 muodostaa osan sinänsä tunnetusta koodivaihelukitusta silmukasta ja kantoaaltovaihelukitusta silmukasta (ei esitetty).

Käyttöjännitteiden kytkemisen jälkeen tai tilanteessa, jossa vastaanotin 1 ei ole pystynyt vastaanottamaan GPS-satelliittien signaalia pitkään aikaan, suoritetaan vastaanottimessa 1 edullisesti kaksidimensioinen etsintävaihe kullekin satelliitille, joiden signaalia vastaanotetaan. Tässä kaksidimensioisessa etsintävaiheessa tarkoituksena on selvittää kunkin satelliitin kantoaaltotaajuus sekä koodivaihe. Tähän kantoaaltotaajuuteen vaikuttaa siis satelliitin liikkumisesta johtuva Doppler-siirtymä, monitie-eteneminen sekä vastaanottimen paikallisoskillaattorin epätarkkuudet. Taajuusepävarmuus voi olla varsin suuri, jopa ± 6 kHz, jolloin

vastaanottimen 1 on suoritettava etsintä n. 12 kHz:n taajuusalueelta varsinaisen lähetystaajuuden ($L1 = 1575,42$ MHz) suhteen. Vastaanotin 1 ei myöskään tiedä tarkkaa koodivaihetta, jolloin vastaanottimen on suoritettava myös koodivaiheen selvitys 1023 mahdollisesta koodivaiheesta. Tällöin saadaan kaksidimensioiden etsintäprosessi, jossa yksi dimensio on taajuuspoikkeama 12 kHz:n alueella ja toinen dimensio on koodivaihe 1023:sta erilaisesta koodivaiheesta. Keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukaisessa menetelmässä voidaan kerrallaan tutkia n. 500 Hz:n taajuusalue, jolloin menetelmää toistetaan tarvittaessa 24 kertaa koko tutkittavan 12 kHz:n taajuusalueen kattamiseksi. On selvää, että tässä selityksessä käytettävät esimerkkiarvot ovat vain keksintöä selventävinä, mutta eivät rajoittavina esimerkkeinä. Keksintöä voidaan soveltaa muissakin kuin GPS-järjestelmissä, jolloin mm. mainitut taajuusarvot, koodivaiheet sekä koodien lukumäärä voivat vaihdella.

Selostetaan seuraavaksi keksinnön ensimmäisen edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän toimintaa kuvan 1 mukaisessa vastaanottimessa 1. Tahdistuksen käynnistämiseksi skannauslohko 8 asettaa numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 taajuuden siten, että vastaanottimella 1 vastaanotetaan edullisesti taajuusalueen pienimpiä taajuuksia, tässä esimerkissä 1575,414 MHz—1575,4145 MHz. Vastaanotin voi määrittää aloitustaajuuden myös siten, että vastaanotin käyttää hyväksi esim. aikaisemmin selvitettyä sijaintitietoa ja/tai almanakkatietoa, jolloin sijainninmäärittystä voidaan vielä nopeuttaa. Vastaanotettavasta signaalista tallennetaan näytteitä näytevektoreiden muodostuslohkossa 12 edullisesti kompleksisiksi näytevektoreiksi $p(1), p(2) \dots p(N)$, joissa kussakin on 1023 näytettä tässä edullisessa suoritusmuodossa. Näytevektoreiden muodostuslohkon 12 näytteiden tallennustaajuus tässä edullisessa suoritusmuodossa on olennaisesti sama kuin alibittien (Chips) kellotusnopeus, eli n. 1 023 000 näytettä sekunnissa. Näytevektorit ovat jatkuvia siten, että seuraava näytevektori jatkuu ajallisesti edellisen näytevektorin jälkeen, eli näytevektorin viimeisen näytteen ja seuraavan näytevektorin ensimmäisen näytteen aikaero on olennaisesti sama kuin näytevektorin peräkkäisten näytteiden välinen aikaero. Nämä 1023 näytettä vastaavat siis n. 1 ms:n mitaista signaalia, jolloin aika-taajuusmuunnoksessa taajuusalue on

n. 1 kHz, josta osa voidaan hyödyntää. Näytevektoreiden muodostusvaihetta on esitetty viitteellä 101 oheisessa kuvassa 2.

5 Näytevektoreita on edullisesti N kappaletta. Lisäksi näytevektoreiden muodostusta voidaan toistaa. Näytevektoreiden $p(1), p(2) \dots p(N)$ lukumäärän N arvoa määritettäessä tulee huomioida GPS-järjestelmässä se, että signaaliin on moduloitu informaatiota bittinopeudella 50 bittiä/s binäärisenä vaihemodulaationa. Toinen tätä näytevektoreiden $p(1), p(2) \dots p(N)$ lukumäärää N rajoittava tekijä on vastaanottimen paikallisoskillaattorin taajuusstabiilius.

10 Näytevektoreiden muodostusvaiheen lisäksi keksinnön mukaisessa tahdistusmenetelmässä suoritetaan korrelointivaihe korrelaatiofunktio-

15 matriisin muodostamiseksi.

20 Tämä korrelointivaihe voidaan suorittaa osittain jo näytteenoton aikana, tai sen jälkeen kun N kappaletta näytevektoreita $p(1), p(2) \dots p(N)$ on muodostettu. Jos korrelointivaihe suoritetaan esim. siten, että kunkin näytevektorin tallennuksen jälkeen lasketaan sille aika-taajuusmuunnos Hartley-muunnoksella, sopivimmin nopealla Hartley-muunnoksella (FHT), voidaan samaa aika-taajuusmuunninta käyttää kaikissa N kappaaleissa näytevektoreita $p(1), p(2) \dots p(N)$. Jos sen sijaan korrelointivaihe suoritetaan N näytevektorin tallennuksen jälkeen, on käytettävä joko kullekin näytevektorille omaa aika-taajuusmuunninta, tai aika-taajuus-

25 muunnokset suoritetaan eri näytevektoreille peräkkäin samassa aika-taajuusmuuntimessa. Kuvassa 2 on esitetty menetelmän korrelointivaihetta, jossa näytevektoreista $p(1), p(2) \dots p(N)$ muodostetaan korrelaatiofunktio-

30 Kullekin näytevektorille $p(1), p(2) \dots p(N)$ suoritetaan diskreetti Hartley-muunnos 102, sopivimmin nopea Hartley-muunnos, eli FHT-muunnos:

$$P(i) = \text{FHT}(p(i)), \text{ missä } i=1, \dots, N \quad (4)$$

35 Tätä esittävät lohkot FHT1, FHT2, ..., FHTN kuvassa 2. Käytännön laskutoimituksissa käytetään edullisesti 1024:ää arvoa, koska tällöin diskreetti Hartley -muunnos on käytännön sovelluksissa huomattavasti

tehokkaammin toteutettavissa (FHT-algoritmillä) kuin käytettäessä 1023:a arvoa. Eräs tapa on lisätä ylimääräinen nolla 1024:ksi alkioksi. Tällä on vähäinen vaikutus muunnostulokseen.

- 5 Vastaanottimessa on tallennettuna sopivimmin kaikkien GPS-järjestelmän satelliittien (ei esitetty) C/A-koodia vastaavat vertailukoodit $r(x)$, missä x viittaa satelliitin tunnuksen, esim. x on välillä 1—30. Vertailukoodia ei välttämättä tarvitse tallentaa, vaan ne voidaan myös generoida vastaanottimessa. Korrelaatiovaiheessa valitaan tai generoidaan kulloinkin sen satelliitin vertailukoodi, jonka lähettämään signaaliin vastaanotinta tahdistetaan. Vertailukoodi on käännetty ajallisesti takaperin. Tälle takaperoiselle vertailukoodille, jota kuvassa 2 on merkitty viitteellä $\bar{r}(x)$, suoritetaan diskreetti Hartley-muunnos 103, sopivimmin nopea Hartley-muunnos:

15
$$\bar{R}(x) = \text{FHT}(\bar{r}(x)) \quad (5)$$

- Takaperoinen vertailukoodi $\bar{r}(x)$ ja/tai sen FHT-muunnos on usein tallennettu jo etukäteen vastaanottimen muistivälineisiin, mutta se voidaan muodostaa vertailukoodista $r(x)$ tahdistuksen yhteydessä.

- 20 Seuraavaksi korrelaatiovaiheessa suoritetaan kunkin näytevektorin $p(i)$ Hartley-muunnostuloksen $P(i)$ ja takaperoisen vertailukoodin $\bar{r}(x)$ Hartley-muunnoksen $\bar{R}(x)$ välinen kertolasku 104:

25
$$M_x(i) = \bar{R}(x) \cdot P(i) \quad (6)$$

- Näille kertolaskujen tuloksille suoritetaan vielä käänteinen Hartley-muunnos 105 (IFHT), jolloin tuloksena saadaan vertailukoodin $r(x)$ ja vastaanotetun signaalin ristikorrelaatio kaikilla mahdollisilla kokonaisluvuilla (1023 kpl).

30
$$m_x(i) = \text{IFHT}(M_x(i)) \quad (7)$$

- Tämä perustuu siihen edellä esitettyyn seikkaan, että aikatason signaalien konvoluution Hartley-muunnos vastaa aikatason signaalien Hartley-muunnosten kertolaskua. Kun lisäksi käytetään takaperoista vertailukoodia, voidaan Hartley-muunnoksella suorittaa nopea diskreettiaikainen korrelaatio. Korrelaatiotulos käsittää tässä edullisessa esimerkissä tällöin 1023 alkia. Näistä eri näytevektoreista $p(i)$ muodostetuista ristikorrelaatiotuloksista $m_x(i)$ muodostetaan korrelaatiofunktio-matriisi C_x , jossa rivien määrä on näytevektoreiden lukumäärä N .
- 5
- 10 On selvää, että vertailukoodin ajallisen kääntämisen sijasta voidaan näytevektoreista $p(i)$ muodostaa takaperoisia näytevektoreita $\bar{p}(i)$, jolloin edellä esitetyissä laskutoimituksissa käytetään vertailukoodia $r(x)$ suoraan ja takaperoisia näytevektoreita. Eräässä edullisessa suoritusmuodossa ei tarvitse tehdä kumpaakaan edellä mainituista kääntämisistä, eli voidaan käyttää vertailukoodia $r(x)$ ja näytevektoreita $p(i)$ sellaisenaan.
- 15

- Korrelaatiovaiheessa muodostetun korrelaatiofunktio-matriisin C_x rivit esittävät vastaanotetun signaalin ja vertailukoodin ristikorrelaatiota eri vaihe-eroilla yhden millisekunnin välein otettuna. Kaavana korrelaatiofunktio-matriisi voidaan tällöin esittää seuraavasti:
- 20

$$C_x = \begin{bmatrix} m_{x,k}(1) \\ m_{x,k}(2) \\ \vdots \\ m_{x,k}(N) \end{bmatrix} \quad (8)$$

- 25 Seuraavassa vaiheessa eli analyysivaiheessa käytetään korrelaatiofunktio-matriisin C_x transpoosia 106, jossa rivit esittävät aikatasossa signaalin näytteitä siten kuin tunnetun tekniikan mukaisessa korrelaattorissa. Kukin rivi vastaa tiettyä koodivaihe-eroa vastaanotetun signaalin ja vertailukoodin välillä. Tämän korrelaatiofunktio-matriisin C_x
- 30 transpoosin kullekin riville suoritetaan Hartley-muunnos 107 koherentin etsintä-matriisin A_x muodostamiseksi, jolloin voidaan suorittaa taajuus-analyysi todellisen taajuussiirtymän selvittämiseksi. Tätä esittää oheinen kuva 3.

$$A_x = \text{FHT}(C_x^T) \quad (9)$$

5 Käytännön sovelluksissa ei korrelaatiofunktio-matriisista tarvitse erikseen muodostaa transponoitua matriisia, vaan tallennetun korrelaatio-funktio-matriisin C_x alkioit luetaan muistista 16 (kuva 5) eri suunnassa, edullisesti sarakkeittain.

10 Tahdistuslohkossa 6 voidaan tarvittaessa suorittaa vielä epäkoherentti summausvaihe signaalkohinasuhteen parantamiseksi. Epäkoherentin summausvaiheen toteuttamiseksi toistetaan edellä esitettyjä näytevektoreiden muodostusvaihetta, korrelointivaihetta ja analyysivaihetta K kertaa (ei esitetty). Tämä toistojen lukumäärä K valitaan edullisesti siten, että signaali-kohinasuhdetta saadaan riittävästi parannettua, kuitenkin kohtuullisessa ajassa.

15 Selvitysvaiheessa (acquisition) tutkitaan etsintämatriisin A_x alkioden $a_x(i, j)$ arvoja ja pyritään löytämään 110 sellainen arvo, joka ylittää ennalta asetetun kynnyksarvon ja on selvästi muita arvoja suurempi. Jos tällainen arvo löytyy, ilmaisee se koodivaihe-eron sekä taajuuspoikkeaman, koska kyseessä on todennäköisesti satelliitin lähettämä signaali. Mikäli signaali ei ole satelliitin lähettämää, vaan kohinaa tai muuta satunnaista häiriösignaalia, ei merkittäviä korrelaatiohuippuja pitäisi muodostua. Koodivaihe-ero ilmenee tämän suurimman arvon rivi-indeksistä ja vastaavasti taajuuspoikkeama ilmenee sarake-indeksistä. Kuvan 4 esimerkissä on esitetty eräs tilanne, jossa selvästi muita arvoja suurempi arvo on löytynyt. Jos sen sijaan etsintämatriisista A_x ei löydy tällaista arvoa, eli tutkitulla taajuusalueella ei todennäköisesti vastaanotettu haettavan satelliitin lähettämää signaalia, muutetaan tutkittavaa taajuuskaistaa ja suoritetaan edellä esitetyt vaiheet etsintämatriisin muodostamiseksi. Tällä menetelmällä saadaan koko tutkittava 25 6 kHz:n alue käytyä läpi toistamalla edellä esitetyt vaiheet tarvittavan monta kertaa.

30
35 Tarvittaessa voidaan edellä esitetyt vaiheet toistaa koko tutkittavalle taajuuskaistalle ja tallentaa eri toistokerroilla muodostetut etsintämatriisit tai vain mahdolliset huippukohdat, ennen kuin etsitään suurinta

korrelaatiohuippua. Tällöin voidaan pienentää virhetulkintojen mahdollisuutta mm. sellaisessa tilanteessa, jossa kynnysarvo on asetettu liian pieneksi ja häiriösignaali voi aiheuttaa virhetulkinnan.

- 5 Sen jälkeen kun oikea taajuuspoikkeama ja koodivaihe on selvitetty, voidaan vastaanotin asettaa seurantalilaan (tracking). Heikoimmilla signaaleilla ei datavastaanotto onnistu, vaan on sinänsä tunnetusti turvauttava esim. matkaviestinverkon kautta saatuun dataan. Etäisyysmittaus on edelleen mahdollista alentuneella tarkkuudella. Seurantatila asetetaan vaihtamalla kytkimet (kuva 1) toiseen asentoon, jolloin vastaanotettu informaatio johdetaan seurantalohkoon 11, jossa muodostetaan myös takaisinkytkentä numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 taajuuden hienosäätöä varten.
- 10
- 15 Sijainnin laskemiseksi vastaanotin suorittaa signaalin vastaanoton sopivimmin vähintään neljästä satelliitista vastaanotetun signaalin perusteella. Tällöin edellä esitetty tahdistus toistetaan tarvittaessa kunkin satelliitin signaalia varten, jolloin vertailusekvenssiksi $r(x)$ valitaan kulloinkin sen satelliitin koodi, johon tahdistus suoritetaan.
- 20
- Suuri osa keksinnön ensimmäisen edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän toteuttamisessa tarvittavista lohkoista voidaan toteuttaa esim. digitaalisessa signaalinkäsittely-yksikössä (Digital Signal Processor, ei esitetty). FHT-muunnosten suorittamisessa voidaan käyttää joko
- 25 laitteistopohjaisia ratkaisuja tai digitaalisen signaalinkäsittely-yksikön ohjelmallisia toteutuksia. Lisäksi vastaanottimen toiminnan ohjaamiseen voidaan käyttää ohjauselintä, edullisesti mikroprosessoria tai vastaavaa.
- 30 Käyttämällä Hartley-muunnosta aika-taajuus- ja taajuus-aikamuunnoksena saavutetaan vielä se etu, että molemmissa muunnoksissa voidaan käyttää samaa algoritmia, mikä voidaan havaita kaavoja (1) ja (2) vertailemalla. Laitteistopohjaisessa ratkaisussa muunnosten tarvitsema elektroniikka voidaan toteuttaa joko noin puolta pienemmällä piiripinta-
- 35 alalla (esim. ASIC-piirillä) ja tehonkulutuksella kuin vastaava toteutus Fourier-muunnoksia käytettäessä prosessointiajan ollessa samaa suuruusluokkaa, tai samansuuruisella piiripinta-alalla prosessointinopeuden jopa kaksinkertaistuessa.

Hartley-muunnosten muunnostuloksia $H(f)$ voidaan käyttää vielä signaalin amplitudispektrin ja tehospektrin laskemiseen. Amplitudispektri voidaan laskea kaavoilla:

5

$$X_{REAL} = H(f) + H(N-f) \text{ (reaaliosa)} \quad (10)$$

$$X_{IMAG} = H(f) - H(N-f) \text{ (imaginääriososa)} \quad (11)$$

Tehospektri on laskettavissa kaavalla:

10

$$S = [H(f)^2 + H(N-f)^2] / 2 \quad (12)$$

Oheisessa kuvassa 5 on esitetty vielä keksinnön erään edullisen suoritusmuodon mukainen elektroniikkalaite 24, joka käsittää langattoman viestimen ja sijainninmääritysvastaanottimen. Ensimmäistä antennia 13 käytetään paikannussatelliittien lähettämän signaalin vastaanottamiseen. Vastaanotettu signaali johdetaan ensimmäiseen radio-osaan 14, jossa signaali muunnetaan välitaajuudelle ja digitoidaan. Ensimmäinen radio-osa käsittää mm. kuvan 1 vastaanottimen muunninlohkon 2, digitointilohkon 3 ja kertojalohkon 4. Digitoitu signaali, joka tässä vaiheessa käsittää edullisesti I- ja Q-komponentit, johdetaan digitaaliseen signaalinkäsittely-yksikköön 15, jossa suoritetaan mm. näytevektoreiden muodostus näytevektoreiden muodostuslohkossa 12. Näytteitä tallennetaan ensimmäisiin muistivälineisiin 16, jotka käsittävät mm. luku/kirjoitusmuistia sekä edullisesti myös lukumuistia ja/tai haihtumattonta luku/kirjoitusmuistia digitaalisen signaalinkäsittely-yksikön 15 ohjelmakoodin tallennusta varten. Tässä suoritusmuodossa on signaalinkäsittely-yksikössä 15 toteutettu mm. tahdistuslohkon 6 toimintoja, kuten korrelaatiofunktioatriisin $C_{x,k}$ muodostus esim. Hartley-muuntimilla FHT1, FHT2, ..., FHTN ja/tai sovitetuilla suodattimilla. Digitaalisessa signaalinkäsittely-yksikössä 15 muodostetaan edullisesti myös koherentti etsintämatriisi A_x ja suoritetaan etsintävaihe. Digitaalinen signaalinkäsittely-yksikkö 15 välittää tiedon lasketusta vaihe-erosta ja taajuuspoikkeamasta suoritinlohkoon 17, joka käsittää esim. mikroprosessorin ja I/O-logiikkaa. Suoritinlohko 17 ohjaa skannauslohkoa 8 sekä ensimmäistä kytkintä 9. Seurantalohko 11 on edullisesti ainakin osittain toteutettu suoritinlohkon ohjelmakäskyinä. Suoritinlohkon 17 datamuistina

17

ja ohjelmamuistina käytetään toisia muistivälineitä 18. On selvää, että ensimmäiset muistivälineet 16 ja toiset muistivälineet 18 voivat käsittää myös yhteistä muistia. Sijainninmääritysinformaatiota voidaan esittää käyttäjälle näytöllä 19.

5

Suoritinlohkon 17 sovellusohjelmistossa on toteutettu myös langattoman viestimen toimintoja. Näyttöä 19 voidaan tällöin käyttää sinänsä tunnetusti myös mm. puheluinformaation esittämiseen. Näppälmistöllä 20 käyttäjä voi ohjata sijainninmääritysvastaanotinta sekä langatonta viestintä. Koodekin 21 avulla suoritetaan audiosignaalien koodaaminen ja dekodaaaminen. Kuvassa 5 on esitetty vielä langattoman viestimen radio-osa 22 ja toinen antenni 23.

15

Edellä kuvatussa keksinnön ensimmäisen edullisen suoritusmuodon mukaisessa menetelmässä sijainninmääritys suoritettiin vastaanottimen yhteydessä. Keksinnön erään toisen edullisen suoritusmuodon mukaisessa menetelmässä ainakin osa sijainninmäärityslaskennasta suoritetaan tiedonsiirtoverkon yhteydessä. Tiedonsiirtoverkkoon voi kuulua esimerkiksi matkaviestinverkko. Tällöin tiedonsiirtoverkkoon tiedonsiirtoyhteyteen on järjestetty laskentapalvelin 26 (kuva 6) tai vastaava sijainninmäärityslaskentaan soveltuva yksikkö. Eräs mahdollinen laskentapalvelimen sijoituspaikka on matkaviestinverkon tukiasema 25, mutta myös muita vaihtoehtoisia sijoituspaikkoja voidaan soveltaa nyt esillä olevan keksinnön yhteydessä.

25

Selostetaan seuraavaksi keksinnön erään toisen edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän toimintaa kuvan 5 mukaisessa elektronikkalaitteessa ja kuvan 6 mukaisessa järjestelmässä. Tässä menetelmässä suoritetaan olennaisesti samoja toimenpiteitä kuin keksinnön ensimmäisen edullisen suoritusmuodon mukaisessa vastaanottimessa 1, joten seuraavassa on kuvattu vain menetelmän pääpiirteitä. Tahdistuksen käynnistämiseksi skannauslohko 8 asettaa numeerisesti ohjatun oskillaattorin 5 taajuuden siten, että vastaanottimella 1 vastaanotetaan kulloinkin haluttuja taajuuksia. Vastaanotettavasta signaalista tallennetaan näytteitä näytevektoreiden muodostuslohkossa 12 edullisesti kompleksisiksi näytevektoreiksi $p(1)$, $p(2)$... $p(N)$.

35

Myös tässä suoritusmuodossa korrelointivaihe voidaan suorittaa osittain jo näytteenoton aikana, tai sen jälkeen kun N kappaletta näytevektoreita $p(1), p(2) \dots p(N)$ on muodostettu. Jos korrelointivaihe suoritetaan esim. siten, että kunkin näytevektorin tallennuksen jälkeen lasketaan sille aika-taajuusmuunnos Hartley-muunnoksella, sopivimmin nopealla Hartley-muunnoksella (FHT), voidaan samaa aika-taajuusmuunninta käyttää kaikissa N kappaleessa näytevektoreita $p(1), p(2) \dots p(N)$. Jos sen sijaan korrelointivaihe suoritetaan N näytevektorin tallennuksen jälkeen, on käytettävä joko kullekin näytevektorille omaa aika-taajuusmuunninta, tai aika-taajuusmuunnokset suoritetaan eri näytevektoreille peräkkäin samassa aika-taajuusmuunninissa. Tässä suoritusmuodossa korrelointivaihe suoritetaan laskentapalvelimessa 26. Tällöin elektroniikkalaitteesta 24 lähetetään edullisesti langattoman viestimen radio-osan 22 avulla näytevektoreiden näytteiden arvot sekä elektroniikkalaitteen 24 aikatieto matkaviestinverkkoon. Matkaviestinverkossa nämä tiedot vastaanotetaan tukiasemassa 25 ja välitetään laskentapalvelimelle 26, jossa ne siirretään käsiteltäväksi korrelointivaiheen suoritettavaan lohkokon, jota kuvassa 6 esittää tahdistuslohko 6. Näytevektoreista $p(1), p(2) \dots p(N)$ muodostetaan korrelaatiofunktio­matriisi C_x , kuten keksinnön ensimmäisen edullisen suoritusmuodon mukaisen menetelmän kuvauksen yhteydessä on esitetty.

Kullekin näytevektorille $p(1), p(2) \dots p(N)$ suoritetaan diskreetti Hartley-muunnos 102, sopivimmin nopea Hartley-muunnos aikaisemmin tässä selityksessä esitetyn kaavan (4) mukaisesti.

Laskentapalvelimessa 26 on tallennettuna sopivimmin kaikkien GPS-järjestelmän satelliittien (ei esitetty) C/A-koodia vastaavat vertailukoodit $r(x)$, tai ne generoidaan laskentapalvelimessa 26. Korrelaatiovaiheessa valitaan tai generoidaan kulloinkin sen satelliitin vertailukoodi, jonka lähettämään signaaliin vastaanotinta tahdistetaan. Vertailukoodi on käännetty ajallisesti takaperin. Tälle takaperoiselle vertailukoodille, jota kuvassa 2 on merkitty viitteellä $\bar{r}(x)$, suoritetaan diskreetti Hartley-muunnos 103, sopivimmin nopea Hartley-muunnos aikaisemmin tässä selityksessä esitetyn kaavan (5) mukaisesti.

19

Seuraavaksi korrelaatiovaiheessa suoritetaan kunkin näytevektorin $p(i)$ Hartley-muunnostuloksen $P(i)$ ja takaperoisen vertailukoodin $\bar{r}(x)$ Hartley-muunnoksen $\bar{R}(x)$ välinen kertolasku aikaisemmin tässä selityksessä esitetyn kaavan (6) mukaisesti.

5

Näille kertolaskujen tuloksille suoritetaan vielä käänteinen Hartley-muunnos 105 (IFHT), jolloin tuloksena saadaan vertailukoodin $r(x)$ ja vastaanotetun signaalin ristikorrelaatio kaikilla mahdollisilla kokonaislukuviiveillä (1023 kpl) (kaava 7).

10

Analyysivaiheessa korrelaatiofunktio­matriisin C_x transpoosin kullekin riville suoritetaan Hartley-muunnos koherentin etsintämatriisin A_x muodostamiseksi, jolloin voidaan suorittaa taajuusanalyysi todellisen taajuussiirtymän selvittämiseksi.

15

Tahdistuslohkossa 6 voidaan tarvittaessa suorittaa vielä epäkoherentti summausvaihe signaalikohinasuhteen parantamiseksi. Epäkoherentin summausvaiheen toteuttamiseksi toistetaan edellä esitettyjä näytevektoreiden muodostusvaihetta, korrelointivaihetta ja analyysivaihetta K kertaa (ei esitetty). Tämä toistojen lukumäärä K valitaan edullisesti siten, että signaali-kohinasuhdetta saadaan riittävästi parannettua, kuitenkin kohtuullisessa ajassa.

20

Selvitysvaiheessa (acquisition) tutkitaan etsintämatriisin A_x alkioden $a_x(i, j)$ arvoja ja pyritään löytämään 110 sellainen arvo, joka on todennäköisesti satelliitin lähettämän signaalin aiheuttama. Mikäli tällainen arvo löytyy, laskentapalvelin 26 lähettää tiedon koodivaiheesta ja taajuuspoikkeamasta elektroniikkalaitteelle 24. Jos sen sijaan etsintämatriisista A_x ei löydy tällaista arvoa, eli tutkitulla taajuusalueella ei todennäköisesti vastaanotettu haettavan satelliitin lähettämää signaalia, muutetaan tutkittavaa taajuuskaistaa ja suoritetaan edellä esitetyt vaiheet etsintämatriisin muodostamiseksi. Tämän aikaansaamiseksi laskentapalvelin 26 lähettää elektroniikkalaitteelle 24 tiedon siitä, että tutkittavana olleella taajuusalueella ei havaittu satelliitin signaalia, jolloin elektroniikkalaitteen vastaanotin 1 sopivimmin muuttaa tutkittavaa taajuusaluetta ja aloittaa edellä esitettyjen vaiheiden suorittamisen tällä muutetulla taajuusalueella. Tällä menetelmällä saadaan koko tutkittava

30

35

20

6 kHz:n alue käytyä läpi toistamalla edellä esitetyt vaiheet tarvittavan monta kertaa.

- 5 Tarvittaessa voidaan edellä esitetyt vaiheet toistaa koko tutkittavalle taajuuskaistalle ja tallentaa laskentapalvelimessa 26 eri toistokerroilla muodostetut etsintämatriisit tai vain mahdolliset huippukohdat, ennen kuin etsitään suurinta korrelaatiohuippua. Tällöin voidaan pienentää virhetulkintojen mahdollisuutta mm. sellaisessa tilanteessa, jossa kyn-nysarvo on asetettu liian pieneksi ja häiriösignaali voi aiheuttaa virhe-tulkinnan.
- 10

- 15 Tämä keksinnön erään toisen edullisen suoritusmuodon mukainen me-netelmä on erityisen tehokas mm. siitä syystä, että sijainninmäärityk-sessä käytettävän laskentapalvelimen 26 sijaintimäärityksissä on erit-täin pieni epätarkkuus, joka käytännössä on alle millimetrin suuruus-luokkaa. Tämä johtuu siitä, että sijainninmäärityspalvelin sijaitsee tar-kasti tunnetussa paikassa (esim. tukiasema) ja sillä on tavallisesti käy-tettävissä satelliittien sen hetkinen efemeris-tieto ja almanakkatieto.

- 20 Verkkopohjaisen paikannuksen eräs perusidea on siis toteuttaa kaikki vaativa laskenta tiedonsiirtoverkkoon sijoitetussa laskentapalvelimes-sa 26 tai vastaavassa laitteessa. Elektroniikkalaitteen vastaanottimen 1 tehtävänä on tällöin lukittua vähintään neljän satelliitin signaaliin ja liit-tää niiden koodisignaaleihin aikatieto pseudoetäisyyksien laskemista varten. Tämän jälkeen elektroniikkalaite 24 lähettää signaalit laskenta-palvelimelle 26 varsinaisen sijainnin laskemiseksi.
- 25

- 30 Verkkopohjaisessa paikannuksessa vastaanotin 1 koostuu minimissään vain tarvittavasta laitteistosta alibitti- ja koodivaihemittausten tekemi-seen ja niiden välittämiseen verkon kautta palvelimelle.

- 35 Vaikka edellä keksintöä on selostettu pääasiassa vastaanottimen tah-distumisen yhteydessä, on selvää, että keksintöä voidaan soveltaa myös tahdistumisen ylläpitämisen yhteydessä.

Nyt esillä olevaa keksintöä ei ole rajoitettu ainoastaan edellä esitettyihin suoritusmuotoihin, vaan sitä voidaan muunnella oheisten patenttivaati-musten puitteissa.

h2

21

Patenttivaatimukset:

1. Menetelmä vastaanottimen (1) tahdistustoimintojen vastaanotettuun koodimoduloituun hajaspektrisignaaliin suorittamiseksi, jossa menetelmässä käytetään ainakin yhtä vertailukoodia ($r(x)$), joka vastaa jotakin moduloinnissa käytettyä koodia, selvitetään vastaanotetun signaalin taajuussiirtymä ja moduloinnissa käytetyn koodin koodivaihe, **tunnettu** siitä, että menetelmässä suoritetaan ainakin seuraavia vaiheita:
- näytevektoreiden muodostusvaihe, jossa vastaanotetusta signaalista otetaan näytteitä (101) näytevektoreiden ($p(1), p(2) \dots p(N)$) muodostamiseksi,
 - korrelaatiovaihe (102, 103, 104, 105), jossa muodostetaan mainitun vertailukoodin ($r(x)$) perusteella ensimmäinen Hartley-muunnos ($\bar{R}(x)$), ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2) \dots p(N)$) perusteella toisen Hartley-muunnos ($P(i)$), suoritetaan mainitun vertailukoodin perusteella muodostetun ensimmäisen Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2) \dots p(N)$) perusteella muodostetun toisen Hartley-muunnoksen ($P(i)$) välinen kertolasku, suoritetaan kullekin kertolaskutulokselle ($M_x(i)$) käänteinen Hartley-muunnos, ja
 - selvitysvaihe (110), jossa selvitetään kertolaskutulosten ($M_x(i)$) käänteisten Hartley-muunnosten ($m_x(i)$) perusteella taajuussiirtymä ja koodivaihe.
2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että menetelmässä määritetään tutkittava taajuusalue, jaetaan määritetty taajuusalue kahteen tai useampaan osaan, jolloin kullekin osalle suoritetaan mainitut näytevektoreiden muodostusvaihe ja korrelaatiovaihe, ja että menetelmässä suoritetaan lisäksi analyysivaihe, jossa tallennetaan kertolaskutulosten ($M_x(i)$) käänteisten Hartley-muunnosten ($m_x(i)$) arvoja koherentin etsintämatriisin (A_x) muodostamiseksi, jolloin selvitysvaihe suoritetaan määritetyn taajuusalueen tutkimisen jälkeen, ja taajuussiirtymä ja koodivaihe määritetään koherentin etsintämatriisin (A_x) suurimman arvon perusteella.

3. Patenttivaatimuksen 2 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että menetelmässä määritetään kynnysarvo, jolloin selvitysvaiheessa käytetään taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi mainitun kynnysarvon ylittäviä koherentin etsintämatriisin (A_x) alkioden ($a_x(i, j)$) suurusarvoja.
- 5
4. Patenttivaatimuksen 2 tai 3 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että menetelmässä toistetaan (108) mainittuja näytevektoreiden muodostusvaihetta, korrelaatiovaihetta ja analyysivaihetta ainakin kahden koherentin etsintämatriisin (A_x) muodostamiseksi, ja että menetelmässä lisäksi suoritetaan summausvaihe (109), jossa muodostetaan epäkoherentti etsintämatriisi (S_x) summaamalla epäkoherentisti kullakin toistokerralla muodostetut koherentin etsintämatriisin (A_x) vastinalkioden arvot ($a_x(i, j)$), jolloin mainitussa selvitysvaiheessa käytetään mainittua epäkoherenttia etsintämatriisia (S_x) taajuussiirtymän ja koodivaiheen määrittämisessä.
- 10
- 15
5. Patenttivaatimuksen 4 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että menetelmässä määritetään tutkittava taajuusalue, jaetaan määritetty taajuusalue kahteen tai useampaan osaan, jolloin kullekin osalle suoritetaan mainitut näytevektoreiden muodostusvaihe, korrelaatiovaihe, analyysivaihe, ja summausvaihe, sekä tallennetaan epäkoherentin etsintämatriisin (S_x) alkioden arvoja, jolloin selvitysvaihe suoritetaan määritetyn taajuusalueen tutkimisen jälkeen, ja taajuussiirtymä ja koodivaihe määritetään suurimman arvon perusteella.
- 20
- 25
6. Patenttivaatimuksen 4 tai 5 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että menetelmässä määritetään kynnysarvo, jolloin selvitysvaiheessa käytetään taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi mainitun kynnysarvon ylittäviä epäkoherentin etsintämatriisin (S_x) alkioden suurusarvoja.
- 30
7. Jonkin patenttivaatimuksen 1—6 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että korrelaatiovaiheessa käytetään mainittua vertailukoodia ($r(x)$) vastaavaa takaperoista koodia ($\bar{r}(x)$) ensimmäisen Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) muodostamiseksi.
- 35

8. Jonkin patenttivaatimuksen 1—6 mukainen menetelmä, **tunnettu** siitä, että korrelaatiovaiheessa käytetään kutakin näytevektoria $(p(1), p(2) \dots p(N))$ vastaavaa takaperoista koodia toisen Hartley-muunnoksen $(\bar{P}(i))$ muodostamiseksi.

9. Paikannusjärjestelmä, joka käsittää ainakin vastaanottimen (1), tahdistusvälineet (6) vastaanottimen (1) tahdistustoimintojen suorittamiseksi vastaanotettuun koodimoduloituun hajaspektrisignaaliin, välineet (16) ainakin yhden vertailukoodin $(r(x))$ käyttämiseksi tahdistamisen yhteydessä, joka vertailukoodi $(r(x))$ vastaa jotakin moduloinnissa käytettyä koodia, ja välineet (15) vastaanotetun signaalin taajuussiirtymän ja moduloinnissa käytetyn koodin koodivaiheen selvittämiseksi, **tunnettu** siitä, että tahdistusvälineet käsittävät ainakin:

- 15 – näytevektoreiden muodostusvälineet (12, 16) näytevektoreiden $(p(1), p(2) \dots p(N))$ muodostamiseksi vastaanotetusta signaalista,
- korrelaatiovälineet (6, FHT1, FHT2...FHTN) mainitun vertailukoodin $(r(x))$ perusteella ensimmäisen Hartley-muunnoksen $(\bar{R}(x))$ muodostamiseksi, ja kunkin näytevektorin $(p(1), p(2) \dots p(N))$ perusteella toisen Hartley-muunnoksen $(P(i))$ muodostamiseksi, välineet mainitun vertailukoodin perusteella muodostetun ensimmäisen Hartley-muunnoksen $(\bar{R}(x))$ ja kunkin näytevektorin $(p(1), p(2) \dots p(N))$ perusteella muodostetun toisen Hartley-muunnoksen $(P(i))$ välisen kertolaskun suorittamiseksi, ja välineet kullekin kertolaskutulokselle $(M_x(i))$
- 25 käänteisen Hartley-muunnoksen suorittamiseksi korrelaatiofunktio-matriisiin (C_x) muodostamiseksi,
- selvitysvälineet (7, 17) taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi käyttämällä kertolaskutulosten $(M_x(i))$ käänteisten Hartley-muunnosten $(m_x(i))$ arvoja.

10. Patenttivaatimuksen 9 mukainen paikannusjärjestelmä, **tunnettu** siitä, että vastaanotetut signaalit ovat GPS-järjestelmän satelliittien lähettämiä signaaleja.

11. Patenttivaatimuksen 9 tai 10 mukainen paikannusjärjestelmä, joka käsittää tiedonsiirtoverkon, **tunnettu** siitä, että ainakin osa tahdistusvälineistä (6) on muodostettu tiedonsiirtoverkon yhteyteen, jolloin tiedonsiirtoverkon ja vastaanottimen (1) välille on järjestetty muodostettavaksi tiedonsiirtoyhteys.
12. Patenttivaatimuksen 11 mukainen paikannusjärjestelmä, **tunnettu** siitä, että tiedonsiirtoverkko käsittää ainakin matkaviestinverkon.
13. Patenttivaatimuksen 9 tai 10 mukainen paikannusjärjestelmä, **tunnettu** siitä, että tahdistusvälineet (6) on muodostettu vastaanottoon (1).
14. Vastaanotin (1), joka käsittää ainakin tahdistusvälineet (6) vastaanottimen (1) tahdistustoimintojen vastaanotettuun koodimoduloituun hajaspektrisignaaliin suorittamiseksi, jossa vastaanottimessa (1) on välineet (16) ainakin yhden vertailukoodin ($r(x)$) käyttämiseksi tahdistamisen yhteydessä, joka vertailukoodi ($r(x)$) vastaa jotakin moduloinnissa käytettyä koodia, ja välineet (15) vastaanotetun signaalin taajuussiirtymän ja moduloinnissa käytetyn koodin koodivaiheen selvittämiseksi, **tunnettu** siitä, että tahdistusvälineet käsittävät ainakin:
- näytevektoreiden muodostusvälineet (12, 16) näytevektoreiden ($p(1), p(2) \dots p(N)$) muodostamiseksi vastaanotetusta signaalista,
 - korrelaatiovälineet (6, FHT1, FHT2...FHTN) mainitun vertailukoodin ($r(x)$) perusteella ensimmäisen Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) muodostamiseksi, ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2) \dots p(N)$) perusteella toisen Hartley-muunnoksen ($P(i)$) muodostamiseksi, välineet mainitun vertailukoodin perusteella muodostetun ensimmäisen Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2) \dots p(N)$) perusteella muodostetun toisen Hartley-muunnoksen ($P(i)$) välisen kertolaskun suorittamiseksi, ja välineet kullekin kertolaskutulokselle ($M_x(i)$) käänteisen Hartley-muunnoksen suorittamiseksi korrelaatiofunktio-matriisin (C_x) muodostamiseksi,
 - selvitysvälineet (7, 17) taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi käyttämällä kertolaskutulosten ($M_x(i)$) käänteisten Hartley-muunnosten ($m_x(i)$) arvoja.

15. Patenttivaatimuksen 14 mukainen vastaanotin (1), tunnettu siitä, että se käsittää lisäksi ainakin
- välineet (17) tutkittavan taajuusalueen määrittämiseksi, välineet (5, 8, 9) määritetyn taajuusalueen jakamiseksi kahteen tai useampaan osaan, jolloin kullekin osalle on järjestetty suoritettavaksi mainitut näytevektoreiden muodostus ja korrelaatiofunktio­matriisin (C_x) muodostus,
 - välineet koherentin etsintämatriisiin (A_x) muodostamiseksi,
 - välineet (16) koherentin etsintämatriisiin (A_x) alkioiden ($a_x(i, j)$) arvojen tallentamiseksi, ja
 - välineet (15) taajuussiirtymän ja koodivaiheen määrittämiseksi koherentin etsintämatriisiin (A_x) suurimman arvon perusteella.
16. Patenttivaatimuksen 14 tai 15 mukainen vastaanotin (1), tunnettu siitä, että se käsittää välineet (15) kynnysarvon määrittämiseksi, ja välineet (15) mainitun kynnysarvon ja mainittujen koherentin etsintämatriisin (A_x) arvojen vertaamiseksi taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi.
17. Patenttivaatimuksen 14, 15 tai 16 mukainen vastaanotin (1), tunnettu siitä, että mainittuja näytevektoreiden muodostusta, korrelaatiofunktio­matriisin (C_x) muodostusta ja koherentin etsintämatriisin (A_x) muodostusta on järjestetty toistettavaksi koherentin etsintämatriisiin ($A_{x,k}$) muodostamiseksi ainakin kaksi kertaa, ja että vastaanotin (1) käsittää lisäksi summausvälineet epäkoherentin etsintämatriisiin (S_x) muodostamiseksi summaamalla kullakin toistokerralla muodostetut koherentin etsintämatriisin (A_x) vastinalkioiden arvot ($a_{x,k}(i, j)$), jolloin mainitussa selvitysvaiheessa käytetään mainittua epäkoherenttia etsintämatriisia (S_x) taajuussiirtymän ja koodivaiheen määrittämisessä.
18. Patenttivaatimuksen 14 mukainen vastaanotin (1), tunnettu siitä, että se käsittää lisäksi ainakin
- välineet (17) tutkittavan taajuusalueen määrittämiseksi,
 - välineet (5, 8, 9) määritetyn taajuusalueen jakamiseksi kahteen tai useampaan osaan, jolloin kullekin osalle on järjestetty suoritettavaksi mainitut näytevektoreiden muodostus ja korrelaatiofunktio­matriisin (C_x) muodostus,

- välineet koherentin etsintämatriisiin (A_x) muodostamiseksi,
 - välineet koherentin etsintämatriisiin (A_x) summaamiseksi epäkoherenttiin etsintämatriisiin (S_x),
 - välineet (16) epäkoherentin etsintämatriisiin (S_x) alkioden arvojen tallentamiseksi, ja
 - välineet (15) taajuussiirtymän ja koodivaiheen määrittämiseksi suurimman arvon perusteella.
19. Patenttivaatimuksen 18 mukainen vastaanotin (1), tunnettu siitä, että se käsittää välineet (15) kynnysarvon määrittämiseksi, ja välineet (15) mainitun kynnysarvon ja mainitun epäkoherentin etsintämatriisiin (S_x) arvojen vertaamiseksi taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi.
20. Jonkin patenttivaatimuksen 14—19 mukainen vastaanotin (1), tunnettu siitä, että korrelaatiovälineet käsittävät välineet (16) mainittua vertailukoodia ($r(x)$) vastaavan takaperoisen koodin ($\bar{r}(x)$) Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) muodostamiseksi.
21. Jonkin patenttivaatimuksen 14—19 mukainen vastaanotin (1), tunnettu siitä, että korrelaatiovälineet käsittävät välineet (16) kutakin näytevektoria ($p(1), p(2) \dots p(N)$) vastaavan takaperoisen koodin Hartley-muunnoksen ($\bar{P}(i)$) muodostamiseksi.
22. Elektroniikkalaite (24), joka käsittää ainakin sijainninmääritys vastaanottimen (1), tahdistusvälineet (6) sijainninmääritysvastaanottimen (1) tahdistustoimintojen lähetettyyn koodimoduloituun hajaspektrisygnaliin suorittamiseksi, jossa sijainninmääritysvastaanottimessa (1) on välineet (16) ainakin yhden vertailukoodin ($r(x)$) käyttämiseksi tahdistamisen yhteydessä, joka vertailukoodi ($r(x)$) vastaa jotakin moduloinnissa käytettyä koodia, ja joka elektroniikkalaite käsittää välineet (15) lähetetyn signaalin taajuussiirtymän ja moduloinnissa käytetyn koodin koodivaiheen selvittämiseksi, tunnettu siitä, että tahdistusvälineet käsittävät ainakin:
- näytevektoreiden muodostusvälineet (12, 16) näytevektoreiden ($p(1), p(2) \dots p(N)$) muodostamiseksi vastaanotetusta signaalista,

- 5 – korrelaatiovälineet (6, FHT1, FHT2...FHTN) mainitun vertailukoodin ($r(x)$) perusteella ensimmäisen Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) muodostamiseksi, ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2)...p(N)$) perusteella toisen Hartley-muunnoksen ($P(i)$) muodostamiseksi, välineet mainitun vertailukoodin perusteella muodostetun ensimmäisen Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2)...p(N)$) perusteella muodostetun toisen Hartley-muunnoksen ($P(i)$) välisen kertolaskun suorittamiseksi, ja välineet kullekin kertolaskutulokselle ($M_x(i)$) käänteisen Hartley-muunnoksen suorittamiseksi korrelaatiofunktio-
- 10 matriisin (C_x) muodostamiseksi, ja
- selvitysvälineet (7, 17) taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämiseksi käyttämällä kertolaskutulosten ($M_x(i)$) käänteisten Hartley-muunnosten ($m_x(i)$) arvoja.
- 15 23. Patenttivaatimuksen 22 mukainen elektroniikkalaite (24), joka käsittää välineet (14, 15, 17) elektroniikkalaitteen (24) sijainnin selvittämiseksi ja välineet (18) sijaintitiedon tallentamiseksi, tunnettu siitä, että elektroniikkalaite (24) käsittää lisäksi välineet (17) tutkittavan taajuus-
- 20 alueen määrittämiseksi, ja välineet (17, 22, 23) aloitustaajuuden valitsemiseksi mainitulta taajuusalueelta vastaanottoon (1) tallennetun sijaintitiedon perusteella.
24. Patenttivaatimuksen 22 tai 23 mukainen elektroniikkalaite (24), tunnettu siitä, että korrelaatiovälineet käsittävät välineet (16) mainittua
- 25 vertailukoodia ($r(x)$) vastaavan takaperoisen koodin ($\bar{r}(x)$) Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) muodostamiseksi.
25. Patenttivaatimuksen 22 tai 23 mukainen elektroniikkalaite (24), tunnettu siitä, että korrelaatiovälineet käsittävät välineet (16) kutakin
- 30 näytevektoria ($p(1), p(2)...p(N)$) vastaavan takaperoisen koodin Hartley-muunnoksen ($\bar{P}(i)$) muodostamiseksi.
26. Jonkin patenttivaatimuksen 22—25 mukainen elektroniikkalaite (24), tunnettu siitä, että se käsittää lisäksi välineet tiedonsiirto-
- 35 toimintojen suorittamiseksi.

28

27. Patenttivaatimuksen 26 mukainen elektroniikkalaite (24), **tunnettu** siitä, että se käsittää välineet (22, 23) tiedonsiirtoyhteyden muodostamiseksi tiedonsiirtoverkkoon, jolloin välineet elektroniikkalaitteen (24) sijainnin selvittämiseksi käsittävät välineet (22, 23) sijainninmäärittämisessä tarvittavan tiedon lähettämiseksi tiedonsiirtoverkkoon, ja välineet (22, 23) sijainninmäärittämisessä käytettävän tiedon hakemiseksi tiedonsiirtoverkosta, jolloin ainakin osa sijainninmäärittäystoiminnoista on järjestetty suoritettavaksi tiedonsiirtoverkossa.
- 10 28. Patenttivaatimuksen 26 tai 27 mukainen elektroniikkalaite (24), **tunnettu** siitä, että välineet tiedonsiirtotoimintojen suorittamiseksi käsittävät ainakin välineet matkaviestintoimintojen suorittamiseksi.
- 15 29. Elektroniikkalaite (24), joka käsittää ainakin vastaanottimen (1), ja joka elektroniikkalaite (24) on tarkoitettu käytettäväksi paikannusjärjestelmän yhteydessä, joka käsittää ainakin tahdistusvälineet (6) vastaanottimen (1) lähetettyyn koodimoduloituun hajaspektrisisignaaliiin tahdistustoimintojen suorittamiseksi, välineet (16) ainakin yhden vertailukoodin ($r(x)$) käyttämiseksi tahdistamisen yhteydessä, joka vertailukoodi (20 ($r(x)$) vastaa jotakin moduloinnissa käytettyä koodia, välineet (15) lähetetyn signaalin taajuussiirtymän ja moduloinnissa käytetyn koodin koodivaiheen selvittämiseksi, ja tiedonsiirtoverkon, **tunnettu** siitä, että elektroniikkalaite (24) käsittää lisäksi ainakin näytevektoreiden muodostusvälineet (12, 16) näytevektoreiden ($p(1), p(2) \dots p(N)$) muodostamiseksi vastaanotetusta signaalista, ja lähetysvälineet (22, 23) muodostettujen näytevektoreiden ($p(1), p(2) \dots p(N)$) ja aikatiedon lähettämiseksi tiedonsiirtoverkkoon, jolloin paikannusjärjestelmä käsittää lisäksi ainakin
- 25 – korrelaatiovälineet (6, FHT1, FHT2...FHTN) mainitun vertailukoodin ($r(x)$) perusteella ensimmäisen Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) muodostamiseksi, ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2) \dots p(N)$) perusteella toisen Hartley-muunnoksen ($P(i)$) muodostamiseksi, välineet mainitun vertailukoodin perusteella muodostetun ensimmäisen Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2) \dots p(N)$) perusteella muodostetun toisen Hartley-muunnoksen ($P(i)$) välisen kertolaskun suorittamiseksi, ja välineet kullekin kertolaskutulokselle ($M_x(i)$)
- 30
- 35

29

käänteisen Hartley-muunnoksen suorittamiseksi korrelaatiofunktio-
matriisin (C_x) muodostamiseksi, ja

- selvitysvälineet (7, 17) taajuussiirtymän ja koodivaiheen selvittämi-
seksi käyttämällä kertolaskutulosten ($M_x(i)$) käänteisten Hartley-
muunnosten ($m_x(i)$) arvoja.

5

30. Patenttivaatimuksen 29 mukainen elektroniikkalaite (24), tunnettu
siitä, että se käsittää lisäksi vastaanottovälineet (23, 22) tiedon selvitte-
lystä taajuussiirtymästä ja koodivaiheesta vastaanottamiseksi tiedonsiir-
toverkosta.

10

31. Patenttivaatimuksen 29 tai 30 mukainen elektroniikkalaite (24), joka
on tarkoitettu käytettäväksi paikannusjärjestelmän yhteydessä, joka
käsittää lisäksi ainakin välineet (26) elektroniikkalaitteen sijainnin mää-
rittämiseksi, tunnettu siitä, että elektroniikkalaite (24) käsittää lisäksi
välineet (22, 23) sijaintitiedon vastaanottamiseksi tiedonsiirtoverkosta.

15

32. Patenttivaatimuksen 29, 30 tai 31 mukainen elektroniikkalaite (24),
tunnettu siitä, että välineet tiedonsiirtotoimintojen suorittamiseksi käsit-
tävät ainakin välineet matkaviestintoimintojen suorittamiseksi.

20

h3

(57) Tiivistelmä:

Keksinnön kohteena on menetelmä vastaanottimen (1) tahdistustoimintojen vastaanotettuun koodimoduloituun hajaspektrisignaaliin suorittamiseksi. Menetelmässä käytetään ainakin yhtä vertailukoodia ($r(x)$), joka vastaa jotakin moduloinnissa käytettyä koodia. Menetelmässä selvitetään vastaanotetun signaalin taajuussiirtymä ja moduloinnissa käytetyn koodin koodivaihe. Menetelmässä suoritetaan lisäksi ainakin seuraavia vaiheita:

- näytevektoreiden muodostusvaihe, jossa vastaanotetusta signaalista otetaan näytteitä (101) näytevektoreiden ($p(1), p(2) \dots p(N)$) muodostamiseksi,
- korrelaatiovaihe (102, 103, 104, 105), jossa muodostetaan mainitun vertailukoodin ($r(x)$) perusteella ensimmäinen Hartley-muunnos ($\bar{R}(x)$), ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2) \dots p(N)$) perusteella toinen Hartley-muunnos ($P(i)$), suoritetaan mainitun vertailukoodin perusteella muodostetun ensimmäisen Hartley-muunnoksen ($\bar{R}(x)$) ja kunkin näytevektorin ($p(1), p(2) \dots p(N)$) perusteella muodostetun toisen Hartley-muunnoksen ($P(i)$) välinen kertolasku, suoritetaan kullekin kertolaskutulokselle ($M_x(i)$) käänteinen Hartley-muunnos, ja
- selvitysvaihe (110), jossa selvitetään kertolaskutulosten ($M_x(i)$) käänteisten Hartley-muunnosten ($m_x(i)$) perusteella taajuussiirtymä ja koodivaihe.

Fig. 1

24

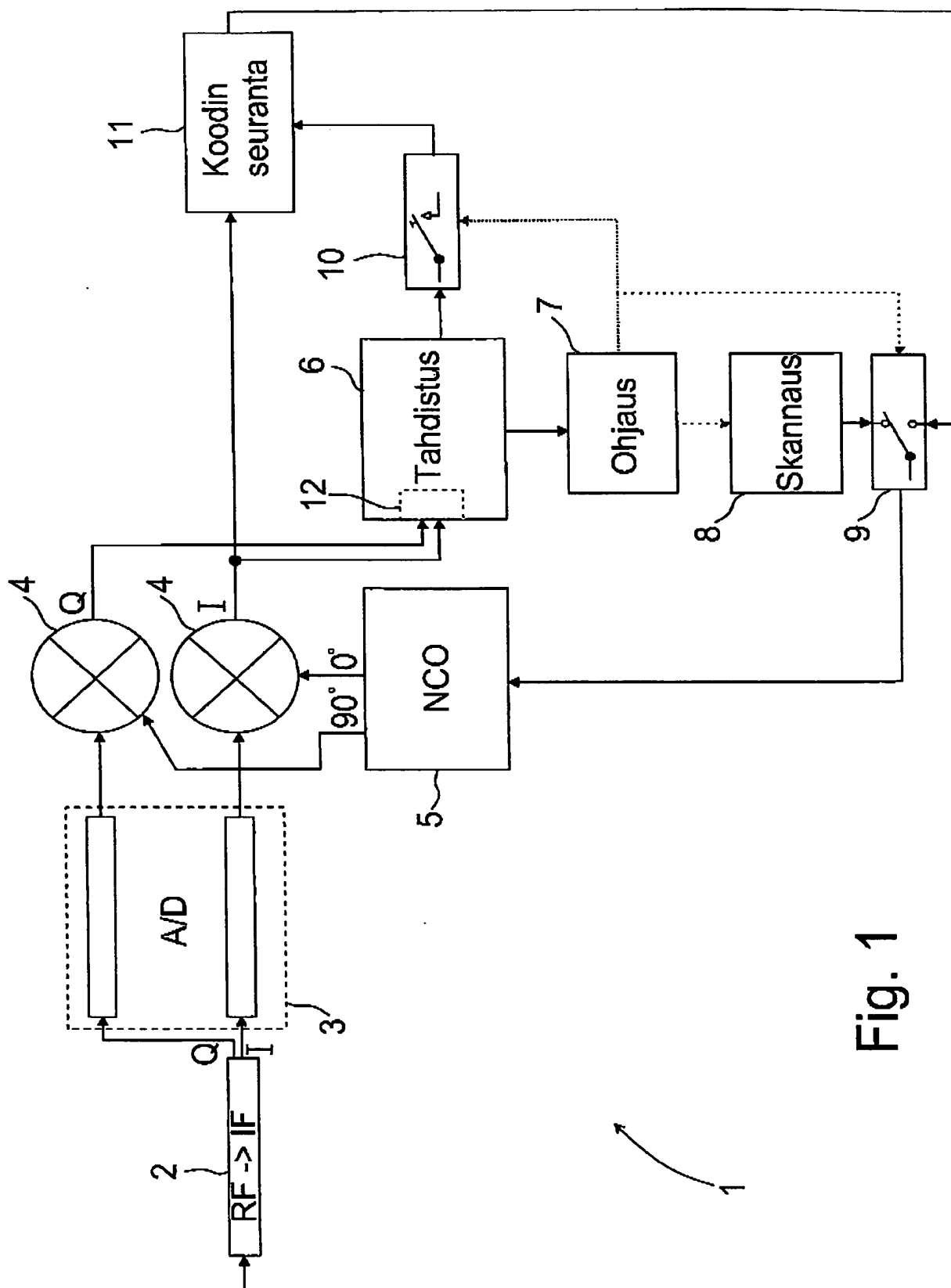


Fig. 1

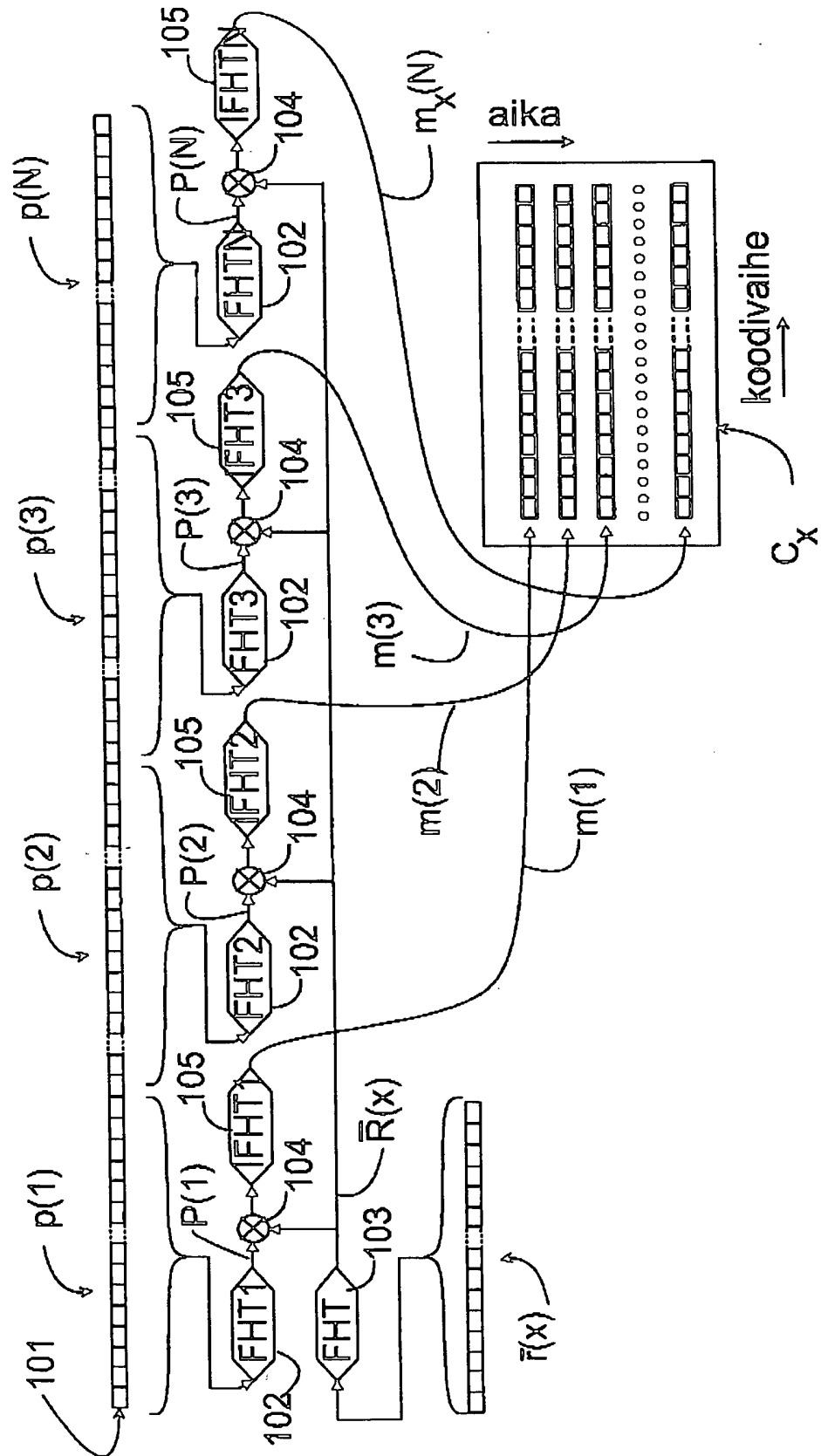


Fig. 2

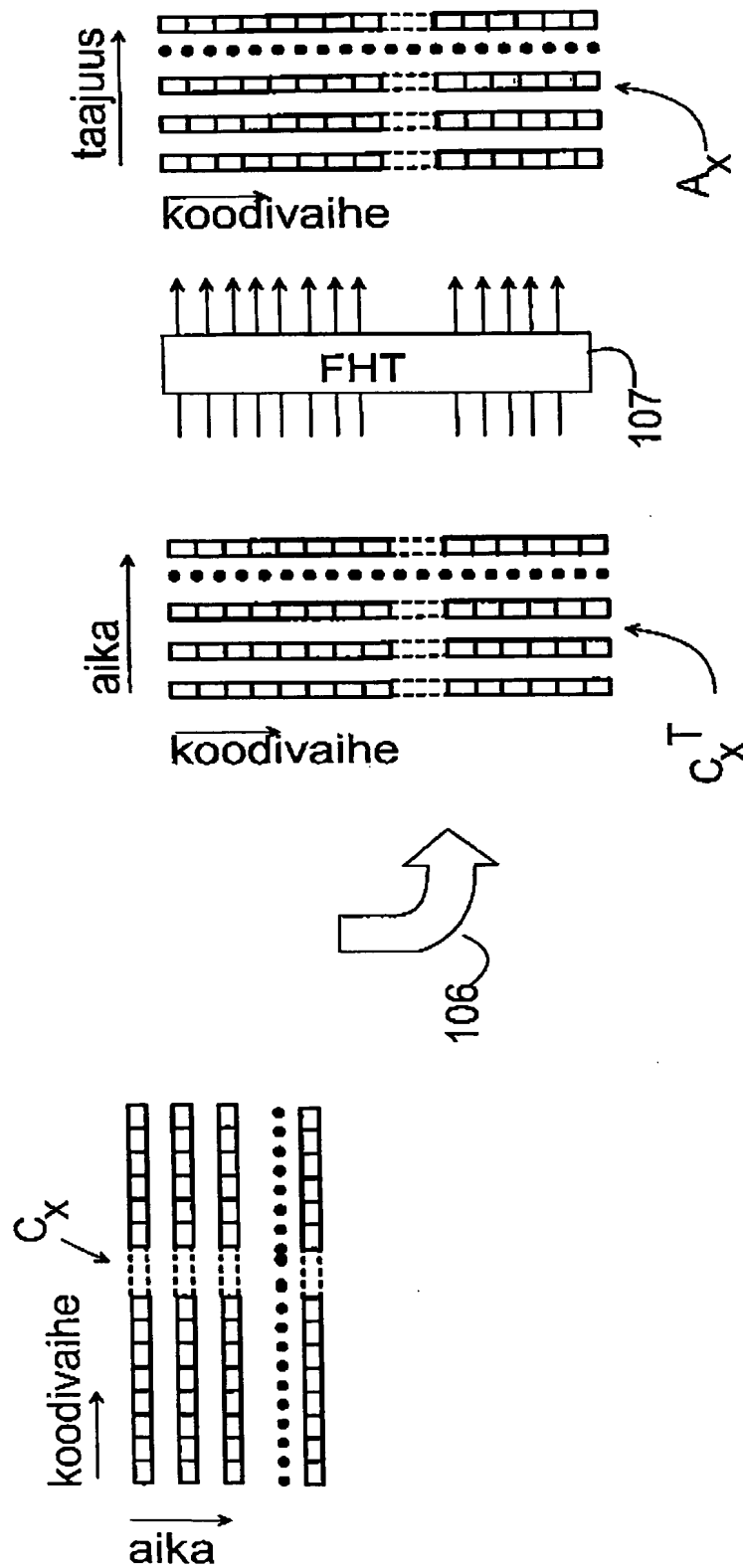
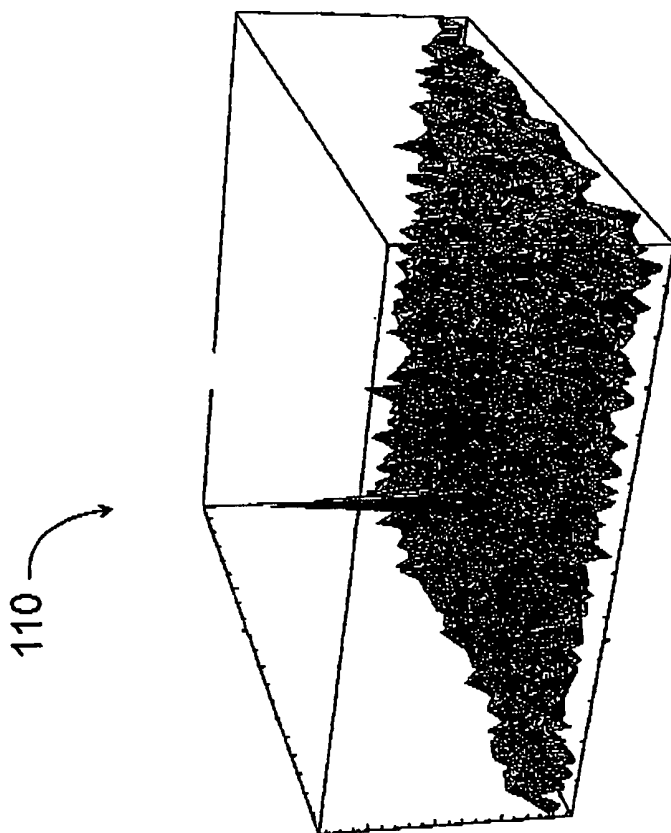


Fig. 3

4



=

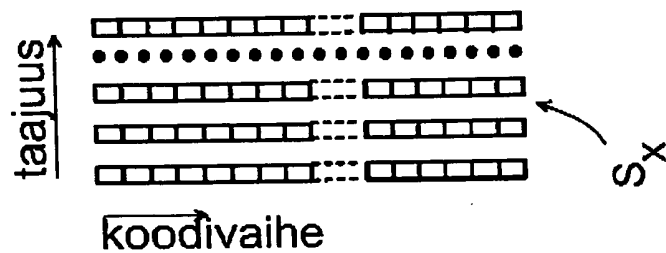


Fig. 4

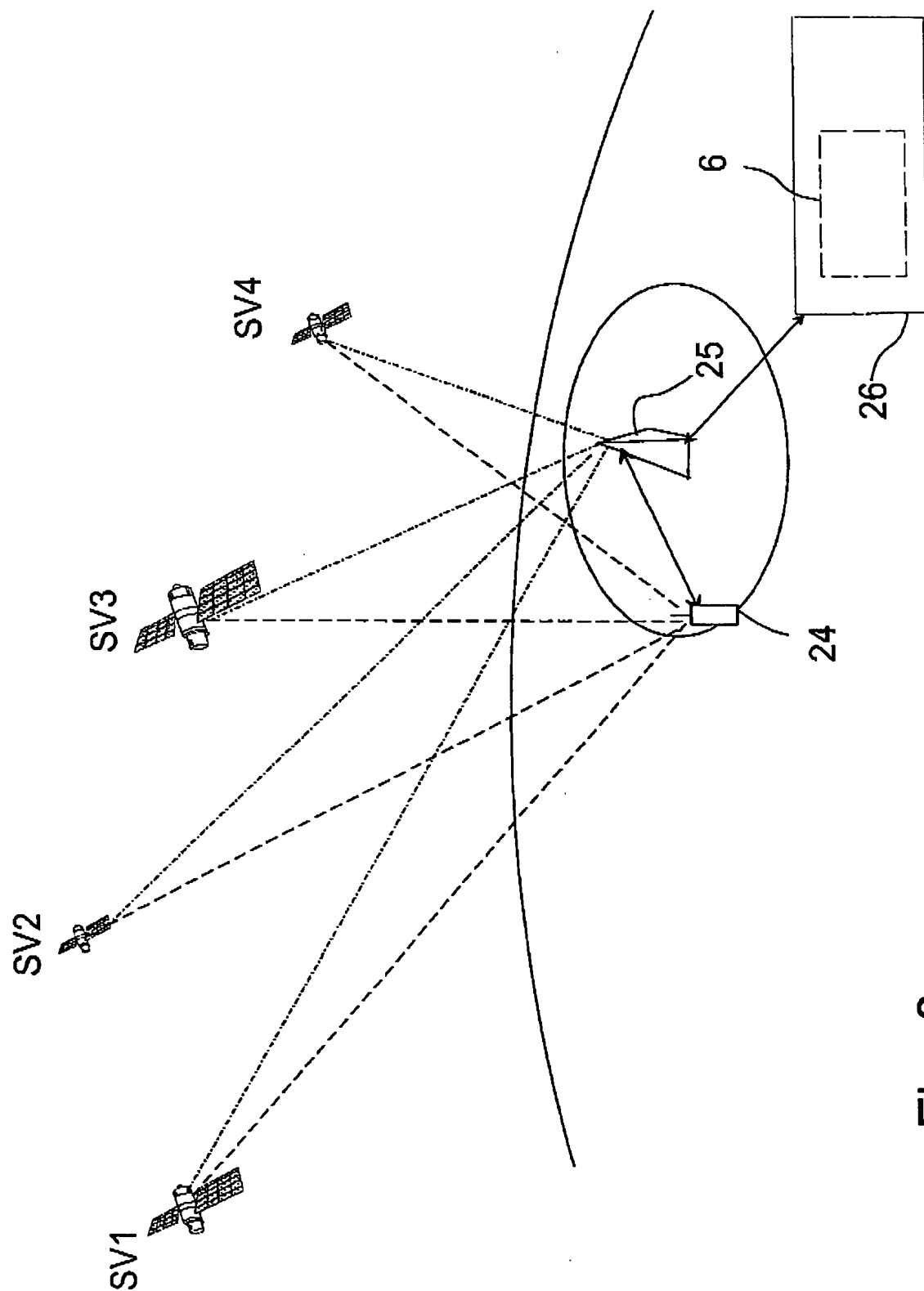


Fig. 6

CERTIFICATE

I, Tuulikki Tulivirta, hereby certify that, to the best of my knowledge and belief, the following is a true translation, for which I accept responsibility, of a certified copy of Finnish Patent Application 20000634 filed on 17 March 2000.

Tampere, 21 November 2000



Tuulikki Tulivirta
Certified Translator (Act 1148/88)

Tampereen Patenttitoimisto Oy
Hermiankatu 6
FIN-33720 TAMPERE
Finland

Method for synchronizing a receiver, a positioning system, a receiver and an electronic device

5 The present invention relates to a method according to the preamble of Claim 1 for performing the synchronization operations of a receiver, a positioning system according to the preamble of Claim 9, a receiver according to the preamble of Claim 14, an electronic device according to the preamble of Claim 22, and an electronic device according to the preamble of Claim 29.

10

A well-known positioning system is the Global Positioning System, GPS, which now comprises over 20 satellites, 4 of which or more are simultaneously visible to a receiver. In Finland, for instance, it is possible to detect even more than 14 satellites simultaneously, depending on the latitude, due to the visibility over the North Pole. These satellites transmit, for instance, Ephemeris data and data of the satellite time. Normally, the receiver used in positioning determines its location by calculating the transit time to the receiver of a signal transmitted simultaneously from several satellites of the positioning system. For determining its location, the receiver must typically receive the signal of at least four visible satellites to be able to calculate the location.

Each satellite of the GPS system in operation transmits a so-called L1 signal at the carrier frequency of 1575.42 MHz. This frequency is also denoted 25 $154f_0$, where $f_0=10.23$ MHz. In addition, the satellites transmit an L2 signal at the carrier frequency of 1227.6 MHz, or $120f_0$. In the satellite, these signals are modulated with at least one pseudo-random sequence. Each satellite has a different pseudo-random sequence. After the modulation, the signal is a code modulated wideband signal. The modulation technique 30 used makes it possible for the receiver to distinguish between signals transmitted by different satellites, although the carrier frequencies used in the transmission are essentially the same. This modulation technique is called Code Division Multiple Access (CDMA). The pseudo-random sequence used in each satellite for the modulation of the L1 signal is, for instance, a so-called C/A code (Coarse/Acquisition code), an example of 35 which is the Gold code. Each GPS satellite transmits a signal by using a unique C/A code. The codes are formed as the modulo 2 sum of two 1023-bit binary sequences. The first binary sequence G1 has been formed with

the polynome $X^{10}+X^3+1$, and the second binary sequence G2 has been formed by delaying the polynome $X^{10}+X^9+X^8+X^6+X^3+X^2+1$ so that each satellite has a different delay. This arrangement enables generating different C/A codes with a similar code generator. The C/A codes are binary codes,
 5 the chipping rate of which in the GPS system is 1.023 MHz. The C/A code comprises 1023 chips, whereby the repeating time of the code, epoch, is 1 ms. The carrier wave of the L1 signal is further modulated with navigation information at a bit rate of 50 bit/s. The navigation information comprises information about the "health", orbit and time of the satellite, for instance.

10

The satellites monitor the condition of their equipment during operation. For example, the satellites can use so-called watch-dog functions to detect errors in the equipment and notify about them. Errors and malfunctions can be either momentary or long-term in nature. On the basis of the health
 15 information, some of the errors can be possibly compensated for, or the information transmitted by a malfunctioning satellite can be entirely ignored. In addition, in a situation where the signal of more than four satellites can be received, the information received from different satellites can be emphasized in different ways on the basis of the health information. Thus it
 20 is possible to minimize errors that satellites which seem to be unreliable may cause in the measurements.

In order to detect the signals of the satellites and to identify the satellites, the receiver must perform synchronization, whereby the receiver seeks out
 25 the signal of each satellite each time and tries to synchronize with this signal so that the data transmitted with the signal can be received and demodulated.

A location determination receiver must carry out synchronization when, for
 30 instance, the receiver is switched on, and also in a situation where the receiver has not been able to receive the signal of any satellite for a long time. In portable devices, for example, a situation like this can arise easily, because the device is moving, and the antenna of the device is not always in an optimal position in relation to the satellites, which weakens the
 35 strength of the signal coming to the receiver. In city areas, buildings have a blocking effect on the received signal, and in addition, the signal can proceed to the receiver along several different routes, such as straight from the satellite (line-of-sight) and as reflected from buildings. As a result of this

multipath propagation, the same signal is received as several signals in different phases.

The positioning arrangement has two main functions:

5

1. calculating the pseudorange of the receiver to different GPS satellites, and

10

2. determining the location of the receiver using the calculated pseudoranges and the location information of the satellites. The location information of the satellites at any given moment can be calculated on the basis of the Ephemeris and time correction information received from the satellites.

15

The distances to the satellites are called pseudoranges, because the time is not known accurately in the receiver. Because the time is not known with an absolute accuracy, the location and time must be determined preferably by iterating the measured data with a linearized equation group. Then the determination of the location and time is repeated, until a sufficient accuracy of time and location has been achieved.

20

The calculation of the pseudorange can be carried out by measuring the mutual, apparent transit time delays of the signals of different satellites. After the receiver has become synchronized with the received signal, the information transmitted in the signal is detected.

25

Almost all known GPS location determination receivers (GPS navigation receivers) use correlation methods for carrying out synchronization functions, i.e. code acquisition and/or maintaining synchronization (tracking). The reference codes $r(x)$ or pseudo random sequences of different satellites have been saved or are generated locally in the location determination receiver. A down conversion is performed on the received signal, whereafter the receiver multiplies the received signal with the saved pseudo random sequence. The signal formed as the result of the multiplication is integrated or low-pass filtered, whereby the result tells if the received signal contained

30

35

a signal transmitted by the satellite. The multiplication carried out in the receiver is repeated so that each time the phase of the pseudo random sequence saved in the receiver is shifted. The right phase is concluded from the correlation result preferably so that when the correlation result is the

highest, the right phase has been found. Then the receiver is correctly synchronized with the received signal.

5 After the synchronization with the code has been performed, the frequency is adjusted and phase locking is carried out. This correlation result also expresses the information transmitted in the GPS signal.

10 The above mentioned synchronization and frequency adjustment process must be repeated on each signal of a satellite which is received in the receiver. Therefore, this process consumes a lot of time especially in a situation where the received signals are weak. In order to make this process faster, several correlators are used in some prior art receivers, whereby more correlation peaks can be searched for simultaneously. Only by
15 increasing the number of correlators it is not possible to make the synchronization and frequency adjustment process much faster in practical applications, because the number of correlators cannot be increased to infinity.

20 Some prior art GPS receivers use the FFT technique for determining the Doppler shift of the received GPS signal in connection with ordinary correlators. In these receivers, correlation is used to reduce the bandwidth of the received signal to 10 kHz–30 kHz. This narrow-band signal is analyzed with FFT algorithms to determine the carrier frequency.

25 A GPS receiver and a method for processing GPS signals have been presented in the international patent application WO 97/14057. In the main, the receiver presented in this specification comprises two separate receivers, of which the first receiver is intended for use in a situation where the strength of the received signal is sufficient; and the second receiver is
30 intended for use in a situation where the strength of the received signal is not sufficient for a sufficiently accurate location determination when the first receiver is used. In this second receiver, the received signal is digitized and saved in memory media, whereby these saved signals are later processed in a digital signal processing unit. The digital signal processing unit performs
35 convolution operations to the received, digitized signal. The purpose of these convolution operations is to calculate pseudoranges. The number of PM frames saved in the memory media is typically from one hundred to one thousand, which corresponds to a signal of the length of 100 ms to 1 s. After

this, a saved code corresponding to the code of the satellite to be examined is retrieved from the memory of the receiver to be used for analyzing the received signal.

- 5 The Doppler shift is also removed in the receiver. The amount of this Doppler shift has been determined either with the first receiver or on the basis of information received from a base station of the GPS system. After this, a coherent summing of consecutive frames is performed. A fast Fourier transformation is performed on the data set received as the result of this
- 10 summing. A multiplication is performed on the Fourier transformation result, using the complex conjugate of the Fourier transformation of the reference signal saved in the memory media as one multiplier. An inverse Fourier transformation is further performed on the result of this multiplication, whereby a number of correlation results are received. In this specification,
- 15 correlation has been replaced by a Fourier transformation, whereby the number of calculations has been reduced. According to the specification, the method makes location determination 10 to 100 times faster as compared to the solutions known at the time of filing the specification.
- 20 Matched filters are used in some prior art receivers for the locking and tracking of the signal. However, the use of matched filters entails the drawback that they consume a relatively high amount of power, which limits the use of matched filters especially in mobile devices.
- 25 It is an objective of the present invention to provide a receiver, in which synchronization with the transmitted signal can be performed substantially faster than in the prior art receivers. The invention is especially suitable for use in location determination receivers, but also in other receivers, preferably in CDMA receivers, in which the receiver must become
- 30 synchronized with a spread spectrum signal. The invention is based on the idea that the time-to-frequency conversions and the inverse or frequency-to-time conversions are performed with a fast Hartley conversion and a corresponding inverse conversion. Thus the corresponding calculations can be performed faster than in the prior art solutions, such as systems based
- 35 on FFT transformations. The method according to the present invention is characterized in what is set forth in the characterizing part of Claim 1. The positioning system according to the present invention is characterized in what is set forth in the characterizing part of Claim 9. The receiver according

to the first preferred embodiment of the present invention is characterized in what is set forth in the characterizing part of Claim 14. The electronic device according to the present invention is characterized in what is set forth in the characterizing part of Claim 22. The electronic device according to the
5 second preferred embodiment of the present invention is further characterized in what is set forth in the characterizing part of Claim 29.

The present invention provides considerable advantages as compared to the prior art methods and receivers. With the method according to the
10 invention, the conversions can be performed faster and with lower power consumption as compared to, for example, FFT-based systems. Especially in location determination receivers, it is thus possible to make it faster for the receiver to become synchronized with the received signal. In addition, the real-time time-to-frequency and frequency-to-time conversion according
15 to the invention can be implemented with a semiconductor circuit of a substantially smaller area than in the prior art solutions. The method according to the invention provides a substantial improvement of the synchronization speed as compared to the prior art methods. The total energy consumption of the receiver according to the invention can be kept
20 reasonable, which makes the invention especially suitable for use in portable devices. Thus the location determination receiver can also be implemented in connection with a mobile station.

In the following, the present invention will be described in more detail with
25 reference to the accompanying drawings, in which

- Figure 1 is a simplified block diagram of a receiver, in which the method according to the invention can be applied,
- 30 Figure 2 shows the correlation step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,
- Figure 3 shows the analysis step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,
- 35 Figure 4 shows the acquisition step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,

Figure 5 shows an electronic device according to a preferred embodiment of the invention as a simplified block diagram, and

5 Figure 6 illustrates the principle of a positioning system according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram.

In the following, the invention will be described using a GPS receiver according to Fig. 1 as an example. The properties of the Hartley transform and inverse Hartley transform applied in the method will be described at
10 first. The Hartley transform can be presented with the formula:

$$H(f) = \sum_{k=0}^{M-1} x(kt_0) \cdot [\cos(2\pi fkt_0 / M) + \sin(2\pi fkt_0 / M)] / M \quad (1)$$

and the inverse Hartley transform can be presented with the formula:
15

$$x(t) = \sum_{k=1}^{M-1} H(kf_0) \cdot [\cos(2\pi kft_0 / M) + \sin(2\pi kft_0 / M)] \quad (2)$$

where

20 $x(k)$ are the measured samples in the time domain,
 M is the number of samples,
 t_0 is the sampling interval, and
 f_0 is $1/[(M-1)t_0]$

25 According to the formulas presented above, N^2 calculations are needed to calculate a discrete Hartley transform. However, this number can be reduced by means of permutations known from the theory of mathematical conversions and the so-called Butterfly process, whereby the conversions can be carried out with $N \log_2 N$ calculations. This conversion is then called a fast Hartley transform, FHT. On the basis of the properties of the Hartley
30 transform, convolution in the time domain can be performed in the frequency domain by means of multiplications and additions as follows:

$$x_1(t) * x_2(t) = H_1(f) \cdot H_{2e}(f) + H_1(-f) \cdot H_{2o}(f) \quad (3)$$

35 where

$x_1(t)$ and $x_2(t)$ are the signals on which convolution is performed, $H_1(f)$ and $H_2(f)$ are the $x_1(t)$ and $x_2(t)$ Hartley transforms, respectively, and

5

$H_{2e}(f)$ and $H_{2o}(f)$ are the even and odd transformation of the Hartley transform of the signal $x_2(t)$, respectively.

If at least one signal of the convolution is odd or even, it follows that the convolution equation is simplified to the form $H_1(f) \cdot H_2(f)$. The above described convolution can be utilized when calculating, for example, the correlation between two signals. In order to calculate correlation by means of convolution, either of the signals is turned to its mirror image in the time domain, and the convolution is preferably calculated by using the above described Hartley transforms. This will be described later in this specification.

15

The operation of a receiver 1 according to the first preferred embodiment of the invention will be discussed in the following. In the receiver 1, the received signal is preferably converted to an intermediate frequency in the converter block 2. At this stage, as is well known, the signal comprises two components, I and Q, between which there is a phase difference of 90°. These analog signal components, which are converted to the intermediate frequency, are digitized in the digitizing block 3 and conducted to the multiplier block 4. In the multiplier block 4, the I and Q components of the digitized signal are multiplied with the signal generated by the Numerically Controlled Oscillator (NCO) 5. This signal of the numerically controlled oscillator 5 is intended to correct the frequency deviation caused by the Doppler shift and the frequency error of the local oscillator (not shown) of the receiver 1. The signal formed by the multiplier block 4 is led to the synchronization block 6, in which the method according to the invention is applied. This synchronization block 6 thus tries to establish the code phase and frequency deviation of the satellite, which are to be used in functions after the synchronization. This will be discussed later in this specification. The scanning block 8 is controlled with the control block 7 during synchronization, and the scanning block 8 is used to regulate the frequency of the numerically controlled oscillator 5 when required. The control block 7 controls the first switch 9 to switch either the signal formed by this scanning block 8 to the numerically controlled oscillator 5 during synchronization or the control signal formed by the code tracking block 11 to the numerically

35

controlled oscillator 5 when synchronization has been achieved. A second switch 10 is used to control the operation of this tracking block 11. This tracking block 11 forms a part of a code phase locked loop and a carrier phase locked loop, which are known as such (not shown).

5

After switching the operating voltages on or in a situation where the receiver 1 has not been able to receive a signal of the GPS satellites for a long time, a two-dimensional search step is preferably carried out in the receiver 1 for each satellite to which signal reception is targeted. In this two-dimensional search step, the purpose is to determine the carrier frequency and code phase of each satellite. This carrier frequency is influenced by the Doppler shift caused by the movement of the satellite, the multipath propagation and the inaccuracies of the local oscillator of the receiver. The frequency inaccuracy can be rather high, as much as ± 6 kHz, in which case the receiver 1 must search from the frequency band of approx. 12 kHz in relation to the actual transmission frequency ($L1 = 1575.42$ MHz). The receiver 1 does not know the exact code phase, either, and hence the receiver must also determine the code phase from 1023 possible code phases. This results in a two-dimensional search process, in which one dimension is a frequency deviation in the band of 12 kHz, and the other dimension is a code phase out of 1023 different code phases. In a method according to a preferred embodiment of the invention it is possible to examine a frequency band of approx. 500 Hz at a time, and hence the method is repeated 24 times when required, to cover the whole frequency band of 12 kHz to be examined. Obviously the values used in this specification only serve as examples which clarify the invention, but do not constitute a limitation thereof. The invention can also be applied in other than GPS systems, in which case the frequency values, code phases and the number of codes can vary.

30

The operation of a method according to the first preferred embodiment of the invention in the receiver 1 according to Fig. 1 will be described in the following. In order to start synchronization, the scanning block 8 sets the frequency of the numerically controlled oscillator 5 such that the receiver 1 advantageously receives the lowest frequencies of the frequency band, 1575.414 MHz—1575.4145 MHz in this example. The receiver can also specify the starting frequency so that the receiver utilizes previously determined location information and/or almanac information, whereby the

35

location determination can be made even faster. Samples of the received signal are saved in the sample vector formation block 12 preferably as complex sample vectors $p(1), p(2) \dots p(N)$, each of which includes 1023 samples in this preferred embodiment. In this preferred embodiment, the sample saving frequency of the sample vector formation block 12 is essentially the same as the chipping rate of the chips, which is approx. 1 023 000 samples per second. The sample vectors are continuous so that the next sample vector continues temporally after the previous sample vector, or the time interval between the last sample of the sample vector and the first sample of the next sample vector is essentially the same as the time interval between consecutive samples of the sample vector. These 1023 samples thus correspond to a signal of 1 ms, and hence in a time-to-frequency transformation the frequency band is 1 kHz, which can be partly utilized. The sample vector formation step is denoted with the reference number 101 in Fig. 2 in this specification.

The number of sample vectors is preferably N. In addition, the formation of sample vectors can be repeated. When the value of the number N of sample vectors $p(1), p(2) \dots p(N)$ is determined in the GPS system, it must be taken into consideration that information has been modulated on to the signal at a bit rate of 50 bits/s as binary phase modulation. Another factor, which limits this number N of the sample vectors $p(1), p(2) \dots p(N)$, is the frequency stability of the local oscillator of the receiver.

In addition to the sample vector formation step, the synchronization method according to the invention also comprises a correlation step for forming a correlation function matrix.

This correlation step can be partly performed already during sampling, or after N sample vectors $p(1), p(2) \dots p(N)$ have been formed. If the correlation step is performed in such a manner, for instance, that a time-to-frequency transformation is calculated for each sample vector after it has been saved, preferably with a fast Hartley transform (FHT), the same time-to-frequency transformer can be used in all N sample vectors $p(1), p(2) \dots p(N)$. But if the correlation step is performed after the saving of N sample vectors, a separate time-to-frequency transformer must be used for each sample vector, or the time-to-frequency transforms are performed for different sample vectors consecutively in the same time-to-frequency transformer.

Fig. 2 shows the correlation step of the method, in which a correlation function matrix C_x is formed of the sample vectors $p(1), p(2) \dots p(N)$.

5 A discrete Hartley transform 102, most suitably a fast Hartley transform, FHT, is performed on each sample vector $p(1), p(2) \dots p(N)$.

$$P(i) = \text{FHT}(p(i)), \text{ where } i=1, \dots, N \quad (4)$$

10 This is illustrated by the blocks FFT1, FFT2, ..., FHTN in Fig. 2. The number of values used in calculations is preferably 1024, because then the discrete Hartley transform can be implemented in practical applications much more efficiently (with an FHT algorithm) than when 1023 values are used. One way of doing this is to add an extra null as the 1024th element. This has an insignificant effect on the transformation result.

15 The reference codes $r(x)$ corresponding to the C/A code of all the satellites of the GPS system are preferably saved in the receiver, whereby x refers to the satellite identifier and is, for example, in the range 1—30. It is not necessary to save the reference codes, but they can also be generated in the receiver. The reference code, which is selected or generated in the correlation step, is the reference code of the satellite transmitting the signal with which the receiver is being synchronized at any given time. The reference code is temporally inverted. This inverse reference code, which is denoted with $\bar{r}(x)$ in Fig. 2, is treated with a discrete Hartley transform 103, most suitably a fast Hartley transform:

$$\bar{R}(x) = \text{FHT}(\bar{r}(x)) \quad (5)$$

30 The inverse reference code $\bar{r}(x)$ and/or its FHT transformation has often been saved in the memory media of the receiver in advance, but it can be formed of the reference code $r(x)$ in connection with synchronization.

35 A multiplication 104 between the Hartley transform result $P(i)$ of each sample vector $p(i)$ and the Hartley transform $\bar{R}(x)$ of the inverse reference code $\bar{r}(x)$ is performed next in the correlation step.

$$M_x(i) = \overline{R}(x) \cdot P(i) \quad (6)$$

5 Finally, an inverse Hartley transform 105 (IFHT) is performed on the results of these multiplications, resulting in a cross-correlation of the reference code $r(x)$ and the received signal with all possible integer delays (1023).

$$m_x(i) = \text{IFHT}(M_x(i)) \quad (7)$$

This is based on the above mentioned fact that the Hartley transform of the convolution of the time domain signals corresponds to the multiplication of the Hartley transforms of the time domain signals. When an inverse reference code is also used, it is possible to perform a fast discrete-time correlation with the Hartley transformation. In this preferred example, the correlation result then comprises 1023 elements. The cross-correlation results $m_x(i)$ formed of these different sample vectors $p(i)$ are used to form a correlation function matrix C_x , in which the number of rows is the number N of sample vectors.

It is obvious that instead of temporal inversion of the reference code, it is possible to form inverse sample vectors $\bar{p}(i)$ of the sample vectors $p(i)$, in which case the reference code $r(x)$ is used as direct and the sample vectors are used as inverse in the calculations presented above. In a preferred embodiment, it is not necessary to perform either of the inversions mentioned above, but the reference code $r(x)$ and the sample vectors $p(i)$ can be used directly.

The rows of a correlation function matrix C_x formed in the correlation step show the cross-correlation of the received signal and the reference code with different phase differences at the intervals of one millisecond. As a formula, the correlation function matrix can then be expressed as follows:

$$C_x = \begin{bmatrix} m_{x,k}(1) \\ m_{x,k}(2) \\ \vdots \\ m_{x,k}(N) \end{bmatrix} \quad (8)$$

At the next or analysis phase, the transpose 106 of the correlation function matrix C_x is used; in the transpose the rows represent the signal samples in the time domain in the same manner as in a prior art correlator. Each row corresponds to a certain code phase difference between the received signal and the reference code. A Hartley transform 107 is performed on each row of the transpose of this correlation function matrix C_x for forming a coherent search matrix A_x , whereby a frequency analysis can be performed for determining the real frequency shift. This is illustrated by Fig. 3.

$$A_x = \text{FHT}(C_x^T) \quad (9)$$

5 In practical applications, it is not necessary to form a transposed matrix from the correlation function matrix in a separate step, but the elements of the saved correlation function matrix C_x are read from the memory 16 (Fig. 5) in a different direction, preferably by columns.

10 If necessary, an incoherent summing step can be performed in the synchronization block 6 to improve the signal-to-noise ratio. In order to implement the incoherent summing step, the sample vector formation step, the correlation step and the analysis step described above are repeated K times (not shown). This number of repetitions K is preferably selected such that the signal-to-noise ratio can be improved sufficiently, but in a reasonable time.

15 The values of the elements $a_x(i, j)$ of the search matrix A_x are examined in the acquisition step, and the objective is to find 110 a value, which exceeds the threshold value set in advance and is clearly higher than the other values. If a value like this is found, it expresses the code phase difference and frequency deviation, because it is probably a signal transmitted by a satellite. If the signal is not transmitted by a satellite, but consists of noise or other incidental spurious signals, no remarkable correlation peaks should arise. The code phase difference is seen from the row index of this highest value, and correspondingly the frequency deviation is seen from the column index. The example of Fig. 4 illustrates a situation where a value, which is clearly higher than the other values, has been found. If no such value is found in the search matrix A_x , which means that a signal transmitted by the satellite searched for was probably not received in the frequency range examined, the frequency range to be examined is changed, and the above mentioned steps are carried out for forming a search matrix. With this method, the whole band of 6 kHz can be examined by repeating the steps described above as many times as required.

35 When required, the steps described above can be repeated for the whole frequency range to be examined, and the search matrices formed at different times of repetition or only the possible peaks can be saved before searching for the highest correlation peak. Then the possibility of false

interpretations can be reduced in such a situation, for instance, that the threshold value has been set too small and a spurious signal can cause a false interpretation.

- 5 After the right frequency deviation and code phase have been determined, the receiver can be set to the tracking mode. Reception of data is not successful with weaker signals, and data received via the mobile phone network, for example, must be used instead, which is a situation known as such. Range measurement is still possible with lower accuracy. The
10 tracking mode is set by changing the switches (Fig. 1) to another position, whereby the received information is led to the tracking block 11, in which a feedback is also formed for the fine adjustment of the frequency of the numerically controlled oscillator 5.
- 15 For calculating the location, the receiver performs the signal reception preferably on the basis of signals received from at least four satellites. Then the synchronization described above is repeated when required for the signal of each satellite, and the code of the satellite with which synchronization is performed is selected as the reference sequence $r(x)$ at
20 each time.

Most of the blocks needed in the implementation of the method according to the first preferred embodiment of the invention can be implemented in the digital signal processor (not shown), for example. Either hardware-based
25 solutions or software implementations of the digital signal processing unit can be used in the performance of FHT transformations. In addition, a control element, preferably a microprocessor or the like can be used to control the operation of the receiver.

- 30 Using a Hartley transform as the time-to-frequency and frequency-to-time transformation also provides the advantage that the same algorithm can be used in both transformations, which can be seen by comparing the formulas (1) and (2). In a hardware-based solution, the electronics required by the transformations can be implemented with either a circuit area reduced by
35 about a half (an ASIC circuit, for instance) and half lower power consumption than a corresponding implementation with a Fourier transform and about the same processing time, or with a circuit area of the same size and the processing speed even doubled.

The transformation results $H(f)$ of the Hartley transforms can also be used to calculate the amplitude spectrum and power spectrum of the signal. The amplitude spectrum can be calculated with the formulas:

5

$$X_{REAL} = H(f) + H(N - f) \text{ (real part)} \quad (10)$$

$$X_{IMAG} = H(f) - H(N - f) \text{ (imaginary part)} \quad (11)$$

The power spectrum can be calculated with the formula:

10

$$S = [H(f)^2 + H(N - f)^2] / 2 \quad (12)$$

An electronic device 24 according to a preferred embodiment of the invention, which comprises a mobile station and a location determination receiver, is shown in Fig. 5. The first antenna 13 is used for the reception of the signal transmitted by the positioning satellites. The received signal is led to the first radio part 14, in which the signal is down-converted and digitized. The first radio part comprises, among other things, the transformation block 2, digitizing block 3 and multiplier block 4 of the receiver shown in Fig. 1. The digitized signal, which at this stage preferably comprises the I and Q components, is led to the digital signal processing unit 15, in which, among other things, sample vectors are formed in the sample vector formation block 12. Samples are saved in the first memory media 16, which comprise, for instance, read/write memory and preferably also read memory and/or non-volatile read/write memory for saving the program code of the digital signal processing unit 15. In this embodiment, the signal processing unit 15 also comprises operations of the synchronization block 6, for instance, such as the formation of the correlation function matrix $C_{x,k}$ with, for example, Hartley transformers FFT1, FFT2, ..., FHTN and/or matched filters. The digital signal processing unit 15 preferably also includes the formation of a coherent search matrix A_x and the performance of an acquisition step. The digital signal processing unit 15 transmits information about the calculated phase difference and frequency deviation to the processor block 17, which comprises, for example, a microprocessor and I/O logic. The processor block 17 controls the scanning block 8 and the first switch 9. The tracking block 11 is preferably at least partly implemented as program instructions of the processor block. The second memory media 18 are used as the data

memory and program memory of the processor block 17. It is obvious that the first memory media 16 and the second memory media 18 can also comprise common memory. Location determination information can be shown to the user on the display 19.

5

Operations of the mobile station have also been implemented in the application software of the processor block 17. The display 19 can then be used for showing telephone call information in a manner known as such. With the keyboard 20, the user can control the location determination receiver and the mobile station. The coding and decoding of audio signals is performed by means of a codec 21. The radio part 22 and the second antenna 23 of the mobile station are also shown in Fig. 5.

10

In the method according to the first preferred embodiment of the invention described above, location determination was performed in connection with the receiver. In a method according to another preferred embodiment of the invention, at least part of the location determination calculation is performed in connection with the data transfer network. A data transfer network can comprise a mobile communication network, for example. In that case, a calculation server 26 (Fig. 6) or a corresponding unit suitable for location determination calculation has been arranged in a data transfer connection in the data transfer network. One possible location for the calculation server is a base station 25 of the mobile communication network, but other alternative locations can also be applied in connection with the present invention.

20

25

The operation of a method according to another preferred embodiment of the invention in an electronic device according to Fig. 5 and a system according to Fig. 6 will be described in the following. In this method, the operations performed are essentially the same as in the receiver 1 according to the first preferred embodiment of the invention, and thus only the main features of the method will be described in the following. In order to start synchronization, the scanning block 8 sets the frequency of the numerically controlled oscillator 5 such that each time the frequencies wanted are received with the receiver 1. Samples of the signal being received are saved in the sample vector formation block 12, preferably as complex sample vectors $p(1)$, $p(2) \dots p(N)$.

30

35

Also in this embodiment, the correlation step can be partly performed already during sampling, or after N sample vectors $p(1), p(2) \dots p(N)$ have been formed. If the correlation step is performed in such a manner, for instance, that a time-to-frequency transform is calculated for each sample vector after it has been saved, preferably with a fast Hartley transform (FHT), the same time-to-frequency transformer can be used in all N sample vectors $p(1), p(2) \dots p(N)$. But if the correlation step is performed after the saving of N sample vectors, a separate time-to-frequency transformer must be used for each sample vector, or the time-to-frequency transforms are performed consecutively for different sample vectors in the same time-to-frequency transformer. In this embodiment, the correlation step is performed in the calculation server 26. Then the values of the samples of the sample vectors and the time data of the electronic device 24 are sent preferably by means of the radio part 22 of the mobile station to the mobile communication network. In the mobile communication network, these data are received in the base station 25 and transmitted to the calculation server 26, where they are moved for processing to the block which performs the correlation step, depicted by the synchronization block 6 in Fig. 6. A correlation function matrix C_x is formed of the sample vectors $p(1), p(2) \dots p(N)$ in the manner specified in connection with the description of the method according to the first preferred embodiment of the invention.

A discrete Hartley transform 102, most suitably a fast Hartley transform, is performed on each sample vector $p(1), p(2) \dots p(N)$ in accordance with the formula (4) presented above in this specification.

The reference codes $r(x)$ of preferably all satellites of the GPS system (not shown), which correspond to the C/A code, have been saved in the calculation server 26, or they are generated in the calculation server 26. The reference code of the satellite to the signal of which the receiver is being synchronized is selected or generated each time in the correlation step. The reference code is temporally inverted. This inverse reference code, which is denoted by $\bar{r}(x)$ in Fig. 2, is treated with a discrete Hartley transform 103, most suitably a fast Hartley transform, in accordance with the formula (5) presented above in this specification.

A multiplication 104 between the Hartley transform result $P(i)$ of each sample vector $p(i)$ and the Hartley transform $\overline{R}(x)$ of the inverse reference code $\overline{r}(x)$ is performed next in the correlation step in accordance with the formula (6) presented above in this specification.

5

Finally, an inverse Hartley transform 105 (IFHT) is performed on the results of these multiplications, resulting in a cross-correlation of the reference code $r(x)$ and the received signal with all possible integer delays (1023) (formula 7).

10

In the analysis step, a Hartley transform is performed on each row of the transpose of this correlation function matrix C_x for forming a coherent search matrix A_x , whereby a frequency analysis can be performed for determining the real frequency shift.

15

If necessary, an incoherent summing step can be performed in the synchronization block 6 to improve the signal-to-noise ratio. In order to implement the incoherent summing step, the sample vector formation step, the correlation step and the analysis step described above are repeated K times (not shown). This number of repetitions K is preferably selected such that the signal-to-noise ratio can be improved sufficiently, but in a reasonable time.

20

The values of the elements A_x of the search matrix $a_x(i, j)$ are examined in the acquisition step, and the objective is to find 110 a value, which is probably caused by a signal transmitted by a satellite. If such a value is found, the calculation server 26 transmits information of the code phase and the frequency shift to the electronic device 24. But if no such value is found in the search matrix A_x , which means that a signal transmitted by the satellite searched for was probably not received in the frequency range examined, the frequency range to be examined is changed, and the above mentioned steps are carried out for forming a search matrix. In order to achieve this, the calculation server 26 transmits to the electronic device 24 information that no signal of the satellite was detected in the frequency range being examined, whereupon the receiver 1 of the electronic device preferably changes the frequency range to be examined and starts performing the steps presented above in this changed frequency range.

30

35

With this method, the whole band of 6 kHz can be examined by repeating the steps described above as many times as required.

5 When required, the steps described above can be repeated for the whole frequency range to be examined, and the search matrices formed in the calculation server 26 at different times of repetition or only the possible peaks can be saved before searching for the highest correlation peak. Then the possibility of false interpretations can be reduced in such a situation, for instance, that the threshold value has been set too small and a spurious
10 signal can cause a false interpretation.

The method according to another preferred embodiment of the invention is especially efficient because, among other reasons, there is a very small inaccuracy in the location readings of the calculation server 26 used for
15 location determination, less than one millimeter in practice. This is due to the fact that the location determination server is located in a place known exactly (a base station, for example), and it usually has the Ephemeris data and almanac data of the satellites available each time.

20 Thus one basic idea of network-based positioning is to implement all demanding calculations in a calculation server 26 or a corresponding device located in the data transfer network. The receiver 1 of an electronic device must then become locked to the signal of at least four satellites and add time information to their code signals for calculating pseudoranges. After
25 this, the electronic device 24 transmits signals to the calculation server 26 for calculating the actual location.

In network-based positioning, the receiver 1 may consist, at the minimum, of only the equipment required for carrying out the chip and code phase measurement and for transmitting the measurement results via the network
30 to the server.

Although the invention was described above mainly in connection with the synchronization of the receiver, it is obvious that the invention can also be
35 applied in connection with maintaining the synchronization.

The present invention is not limited to the above described embodiments only, but its details can be modified without departing from the scope defined by the attached claims.

Claims

1. A method for performing the operations for synchronizing a receiver (1) with a received code-modulated spread spectrum signal, in which method at least one reference code ($r(x)$) is used, which reference code corresponds to a code used in the modulation, the frequency shift of the received signal and the code phase of the code used in the modulation are acquired, characterized in that the method includes at least the following steps:

 - sample vector formation step, in which samples (101) are taken from the received signal for forming the sample vectors ($p(1), p(2) \dots p(N)$),
 - correlation step (102, 103, 104, 105), in which a first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) is formed on the basis of said reference code ($r(x)$), and a second Hartley transform ($P(i)$) is formed on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), a multiplication is performed between the first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) formed on the basis of said reference code and the second Hartley transform ($P(i)$) formed on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), an inverse Hartley transform is performed on each multiplication result ($M_x(i)$), and
 - acquisition step (110), in which the frequency shift and code phase are acquired on the basis of the inverse Hartley transforms ($m_x(i)$) of the multiplication results ($M_x(i)$).
2. A method according to Claim 1, characterized in that in the method the frequency range to be examined is specified, the specified frequency range is divided into two or more parts, whereupon said sample vector formation step and correlation step are performed on each part, and that the method also comprises an analysis step, in which values of the inverse Hartley transforms ($m_x(i)$) of the multiplication results ($M_x(i)$) are saved for forming a coherent search matrix (A_x), the acquisition step is performed after the examination of the specified frequency range, and the frequency shift and code phase are acquired on the basis of the highest value of the coherent search matrix (A_x).

3. A method according to Claim 2, characterized in that a threshold value is specified in the method, and that quantity values of the elements ($a_x(i, j)$) of the coherent search matrix (A_x) that exceed said
5 threshold value are used in the acquisition step for acquiring the frequency shift and code phase.
4. A method according to Claim 2 or 3, characterized in that in the method said sample vector formation step, correlation step and analysis
10 step are repeated (108) for forming at least two coherent search matrixes (A_x), and that a summing step (109) is also performed in the method, in which summing step an incoherent search matrix (S_x) is formed by summing incoherently the values ($a_x(i, j)$) of the equivalent elements of the coherent search matrix (A_x) formed at each time of repetition, and that said
15 incoherent search matrix (S_x) is used in said acquisition step for acquiring the frequency shift and code phase.
5. A method according to Claim 4, characterized in that in the method the frequency range to be examined is specified, the specified
20 frequency range is divided into two or more parts, whereupon said sample vector formation step, correlation step, analysis step and summing step are performed on each part, and values of the elements of the incoherent search matrix (S_x) are saved, and that the acquisition step is performed after the examination of the specified frequency range, and the frequency
25 shift and code phase are acquired on the basis of the highest value.
6. A method according to Claim 4 or 5, characterized in that a threshold value is determined in the method, and that quantity values of the elements of the incoherent search matrix (S_x) that exceed said threshold
30 value are used in the acquisition step for acquiring the frequency shift and code phase.
7. A method according to any one of the claims 1 to 6, characterized in that an inverse code ($\bar{r}(x)$) corresponding to said
35 reference code ($r(x)$) is used in the correlation step to form the first Hartley transform ($\bar{R}(x)$).

8. A method according to any one of the claims 1 to 6, characterized in that an inverse code corresponding to each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$) is used in the correlation step to form the second Hartley transform ($\bar{P}(i)$).

5

9. A positioning system, which comprises at least a receiver (1), synchronization means (6) for performing synchronization operations to a received code-modulated spread spectrum signal, means (16) for using at least one reference code ($r(x)$) in connection with the synchronization, which reference code ($r(x)$) corresponds to a code used in the modulation, and means (15) for acquiring the frequency shift of the received signal and the code phase of the code used in the modulation, characterized in that the synchronization means comprise at least:

10

– sample vector formation means (12, 16) for forming sample vectors ($p(1), p(2) \dots p(N)$) from the received signal,

15

– correlation means (6, FHT1, FHT2...FHTN) for forming a first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) on the basis of said reference code ($r(x)$), and for forming a second Hartley transform ($P(i)$) on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), means for performing a multiplication between the first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) formed on the basis of said reference code and the second Hartley transform ($P(i)$) formed on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), and means for performing an inverse Hartley transform on each multiplication result ($M_x(i)$) for forming a correlation function matrix (C_x),

20

– acquisition means (7, 17) for acquiring the frequency shift and code phase by using the values of the inverse Hartley transforms ($m_x(i)$) of the multiplication results ($M_x(i)$).

25

10. A positioning system according to Claim 9, characterized in that the received signals are signals transmitted by satellites of the GPS system.

30

11. A positioning system according to Claim 9 or 10, which comprises a data transfer network, characterized in that at least part of the synchronization means (6) are formed in connection with the data transfer network, and that a data transfer connection is arranged to be established between the data transfer network and the receiver (1).

12. A positioning system according to Claim 11, characterized in that the data transfer network comprises at least a mobile communication network.

13. A positioning system according to Claim 9 or 10, characterized in that the synchronization means (6) are formed in the receiver (1).

14. A receiver (1), which comprises at least synchronization means (6) for performing synchronization operations to a received code-modulated spread spectrum signal, said receiver (1) has means (16) for using at least one reference code ($r(x)$) in connection with the synchronization, the reference code ($r(x)$) corresponding to a code used in the modulation, and means (15) for acquiring the frequency shift of the received signal and the code phase of the code used in the modulation, characterized in that the synchronization means comprise at least:

- sample vector formation means (12, 16) for forming sample vectors ($p(1), p(2) \dots p(N)$) from the received signal,
- correlation means (6, FHT1, FHT2...FHTN) for forming a first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) on the basis of said reference code ($r(x)$), and for forming a second Hartley transform ($P(i)$) on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), means for performing a multiplication between the first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) formed on the basis of said reference code and the second Hartley transform ($P(i)$) formed on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), and means for performing an inverse Hartley transform on each multiplication result ($M_x(i)$) for forming a correlation function matrix (C_x),
- acquisition means (7, 17) for acquiring the frequency shift and code phase by using the values of the inverse Hartley transforms ($m_x(i)$) of the multiplication results ($M_x(i)$).

15. A receiver (1) according to Claim 14, characterized in that it also comprises at least

- means (17) for specifying the frequency range to be examined, means (5, 8, 9) for dividing the specified frequency range into two or more parts, whereupon the formation of the sample vectors and the formation of the correlation function matrix (C_x) are arranged to be performed for each part,
- means for forming a coherent search matrix (A_x),
- means (16) for saving the values of the elements ($a_x(i, j)$) of the coherent search matrix (A_x), and
- means (15) for determining the frequency shift and code phase on the basis of the highest value of the coherent search matrix (A_x).

16. A receiver (1) according to Claim 14 or 15, characterized in that it comprises means (15) for specifying the threshold value, and means (15) for comparing the values of said threshold value and the values of said coherent search matrix (A_x) for determining the frequency shift and code phase.

17. A receiver (1) according to any one of the Claims 14, 15 or 16, characterized in that said formation of sample vectors, formation of a correlation function matrix (C_x) and formation of a coherent search matrix (A_x) are arranged to be repeated at least two times for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$), and that the receiver (1) also comprises summing means for forming an incoherent search matrix (S_x) by summing the values ($a_{x,k}(i, j)$) of the equivalent elements of the coherent search matrix (A_x) formed at each time of repetition, and that said incoherent search matrix (S_x) is used in the acquisition step for determining the frequency shift and code phase.

18. A receiver (1) according to Claim 14, characterized in that it also comprises at least

- means (17) for specifying the frequency range to be examined,
- means (5, 8, 9) for dividing the specified frequency range into two or more parts, whereupon the formation of the sample vectors and the formation of the correlation function matrix (C_x) are arranged to be performed for each part,

- means for forming a coherent search matrix (A_x),
- means for summing the coherent search matrix (A_x) to the incoherent search matrix (S_x),
- 5 – means (16) for saving the values of the elements of the incoherent search matrix (S_x), and
- means (15) for determining the frequency shift and code phase on the basis of the highest value.

10 19. A receiver (1) according to Claim 18, characterized in that it comprises means (15) for specifying the threshold value, and means (15) for comparing the values of said threshold value and the values of said incoherent search matrix (S_x) for determining the frequency shift and code phase.

15 20. A receiver (1) according to any one of the claims 14 to 19, characterized in that the correlation means comprise means (16) for forming a Hartley transform ($\bar{R}(x)$) of the inverse code ($\bar{r}(x)$) corresponding to said reference code ($r(x)$).

20 21. A receiver (1) according to any one of the claims 14 to 19, characterized in that the correlation means comprise means (16) for forming a Hartley transform ($\bar{P}(i)$) of the inverse code corresponding to each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$).

25 22. An electronic device (24), which comprises at least a location determination receiver (1), synchronization means (6) for performing synchronization operations of the location determination receiver (1) to a transmitted code-modulated spread spectrum signal, and in which the location determination receiver (1) includes means (16) for using at least
 30 one reference code ($r(x)$) in connection with the synchronization, the reference code ($r(x)$) corresponds to a code used in the modulation, and the electronic device comprises means (15) for determining the frequency shift of the transmitted signal and the code phase of the code used in the modulation, characterized in that the synchronization means comprise at
 35 least:

- sample vector formation means (12, 16) for forming sample vectors ($p(1), p(2) \dots p(N)$) from the received signal,

- correlation means (6, FHT1, FHT2...FHTN) for forming a first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) on the basis of said reference code ($r(x)$), and for forming a second Hartley transform ($P(i)$) on the basis of each sample vector ($p(1), p(2)...p(N)$), means for performing a multiplication between the first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) formed on the basis of said reference code and the second Hartley transform ($P(i)$) formed on the basis of each sample vector ($p(1), p(2)...p(N)$), and means for performing an inverse Hartley transform on each multiplication result ($M_x(i)$) for forming a correlation function matrix (C_x), and
- acquisition means (7, 17) for acquiring the frequency shift and code phase by using the values of the inverse Hartley transforms ($m_x(i)$) of the multiplication results ($M_x(i)$).

23. An electronic device (24) according to Claim 22, which comprises means (14, 15, 17) for determining the location of the electronic device (24) and means (18) for saving the location information, characterized in that the electronic device (24) also comprises means (17) for specifying the frequency range to be examined, and means (17, 22, 23) for selecting the starting frequency from said frequency range on the basis of the location information saved in the receiver (1).

24. An electronic device (24) according to Claim 22 or 23, characterized in that the correlation means comprise means (16) for forming a Hartley transform ($\bar{R}(x)$) of the inverse code ($\bar{r}(x)$) corresponding to said reference code ($r(x)$).

25. An electronic device (24) according to Claim 22 or 23, characterized in that the correlation means comprise means (16) for forming a Hartley transform ($\bar{P}(i)$) of the inverse code corresponding to each sample vector ($p(1), p(2)...p(N)$).

26. An electronic device (24) according to any one of the Claims 22 to 25, characterized in that it also comprises means for performing data transfer operations.

27. An electronic device (24) according to Claim 26, characterized in that it comprises means (22, 23) for establishing a data transfer

connection to a data transfer network, whereby the means for determining the location of the electronic device (24) comprise means (22, 23) for transmitting information needed in the location determination to the data transfer network, and means (22, 23) for retrieving information used in the location determination from the data transfer network, whereby at least part of the location determination operations are arranged to be performed in the data transfer network.

28. An electronic device (24) according to Claim 26 or 27, characterized in that the means for performing data transfer operations comprise at least means for performing mobile station operations.

29. An electronic device (24), which comprises at least a receiver (1) and which electronic device (24) is intended for use in connection with a positioning system, which comprises at least synchronization means (6) for performing synchronization operations of the receiver (1) to a transmitted code-modulated spread spectrum signal, means (16) for using at least one reference code ($r(x)$) in connection with the synchronization, the reference code ($r(x)$) corresponding to a code used in the modulation, means (15) for determining the frequency shift of the transmitted signal and the code phase of the code used in the modulation, and a data transfer network, characterized in that the electronic device (24) also comprises at least sample vector formation means (12, 16) for forming sample vectors ($p(1), p(2) \dots p(N)$) from the received signal, and transmission means (22, 23) for transmitting the sample vectors ($p(1), p(2) \dots p(N)$) and time information to the data transfer network, and that the positioning system also comprises at least

– correlation means (6, FHT1, FHT2...FHTN) for forming a first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) on the basis of said reference code ($r(x)$), and for forming a second Hartley transform ($P(i)$) on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), means for performing a multiplication between the first Hartley transform ($\bar{R}(x)$) formed on the basis of said reference code and the second Hartley transform ($P(i)$) formed on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), and means for performing an inverse Hartley transform on each multiplication result ($M_x(i)$) for forming a correlation function matrix (C_x), and

- acquisition means (7, 17) for acquiring the frequency shift and code phase by using the values of the inverse Hartley transforms ($m_x(i)$) of the multiplication results ($M_x(i)$).

- 5 30. An electronic device (24) according to Claim 29, characterized in that it also comprises reception means (23, 22) for receiving information about the acquired frequency shift and code phase from the data transfer network.
- 10 31. An electronic device (24) according to Claim 29 or 30, which is intended for use in connection with a positioning system, and which also comprises at least means (26) for determining the location of an electronic device, characterized in that the electronic device (24) also comprises
- 15 means (22, 23) for receiving location information from the data transfer network.
- 20 32. An electronic device (24) according to Claim 29, 30 or 31, characterized in that the means for performing data transfer operations comprise at least means for performing mobile station operations.

(57) Abstract

The invention relates to a method for performing synchronization operations of a receiver (1) to a received code-modulated spread spectrum signal. At least one reference code ($r(x)$) is used in the method, which reference code corresponds to a code used in the modulation. The frequency shift of the received signal and the code phase of the code used in the modulation are determined in the method. The method also includes at least the following steps:

- sample vector formation step, in which samples (101) are taken from the received signal for forming the sample vectors ($p(1), p(2) \dots p(N)$),
- correlation step (102, 103, 104, 105), in which a first Hartley transform ($\overline{R}(x)$) is formed on the basis of said reference code ($r(x)$), and a second Hartley transform ($P(i)$) is formed on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), a multiplication is performed between the first Hartley transform ($\overline{R}(x)$) formed on the basis of said reference code and the second Hartley transform ($P(i)$) formed on the basis of each sample vector ($p(1), p(2) \dots p(N)$), an inverse Hartley transform is performed on each multiplication result ($M_x(i)$), and
- acquisition step (110), in which the frequency shift and code phase are acquired on the basis of the inverse Hartley transforms ($m_x(i)$) of the multiplication results ($M_x(i)$).

Fig. 1

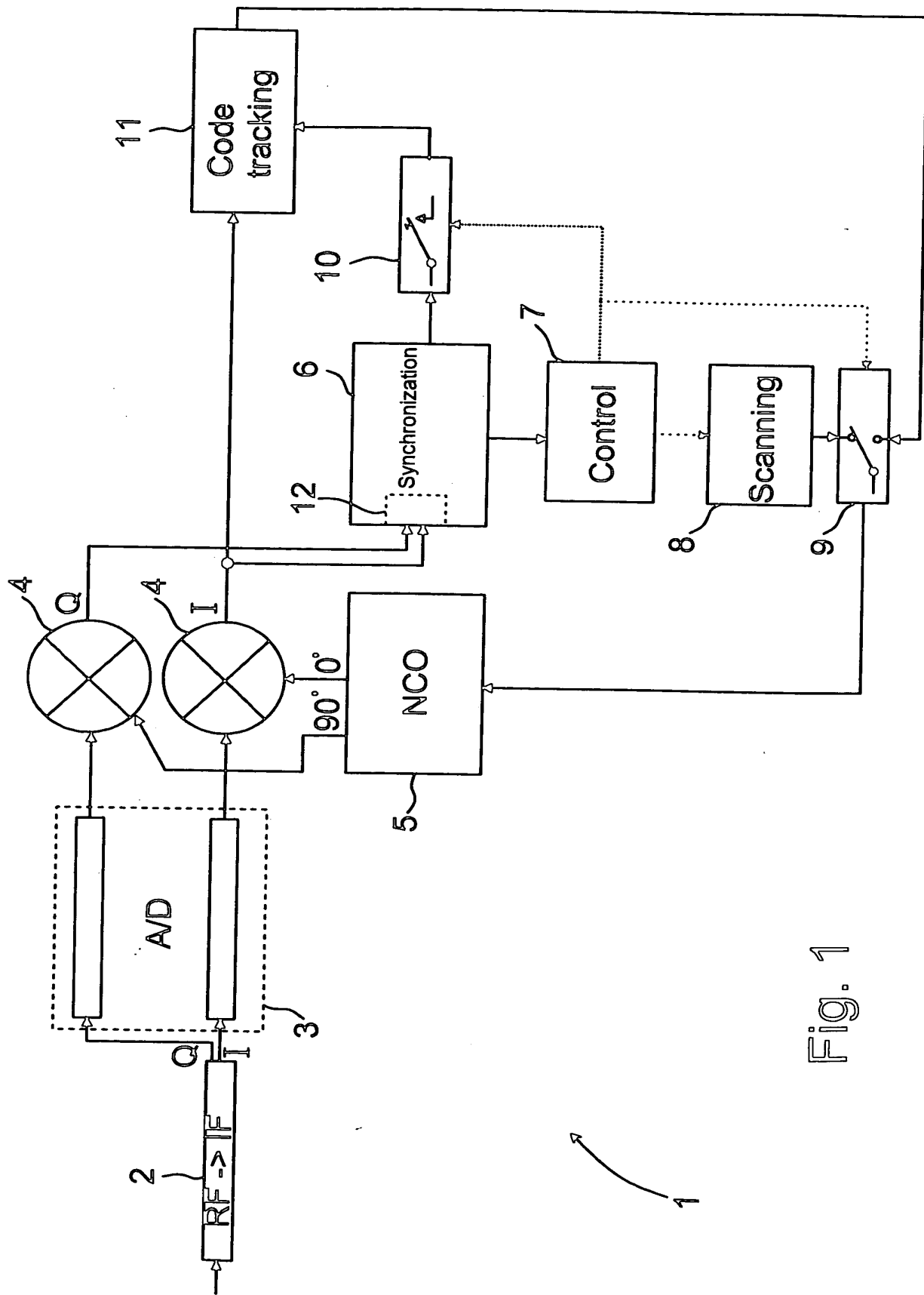


Fig. 1

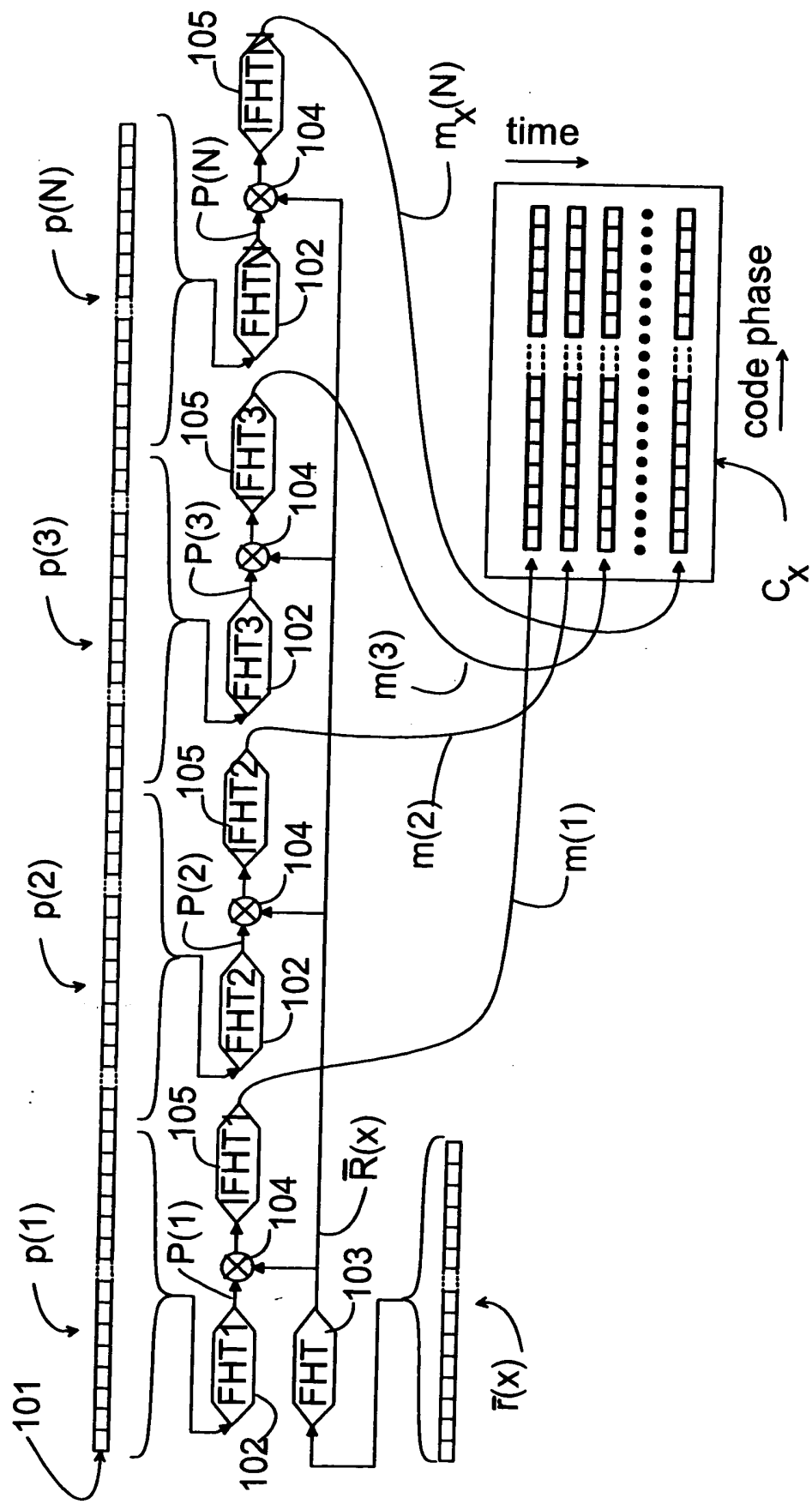


Fig. 2

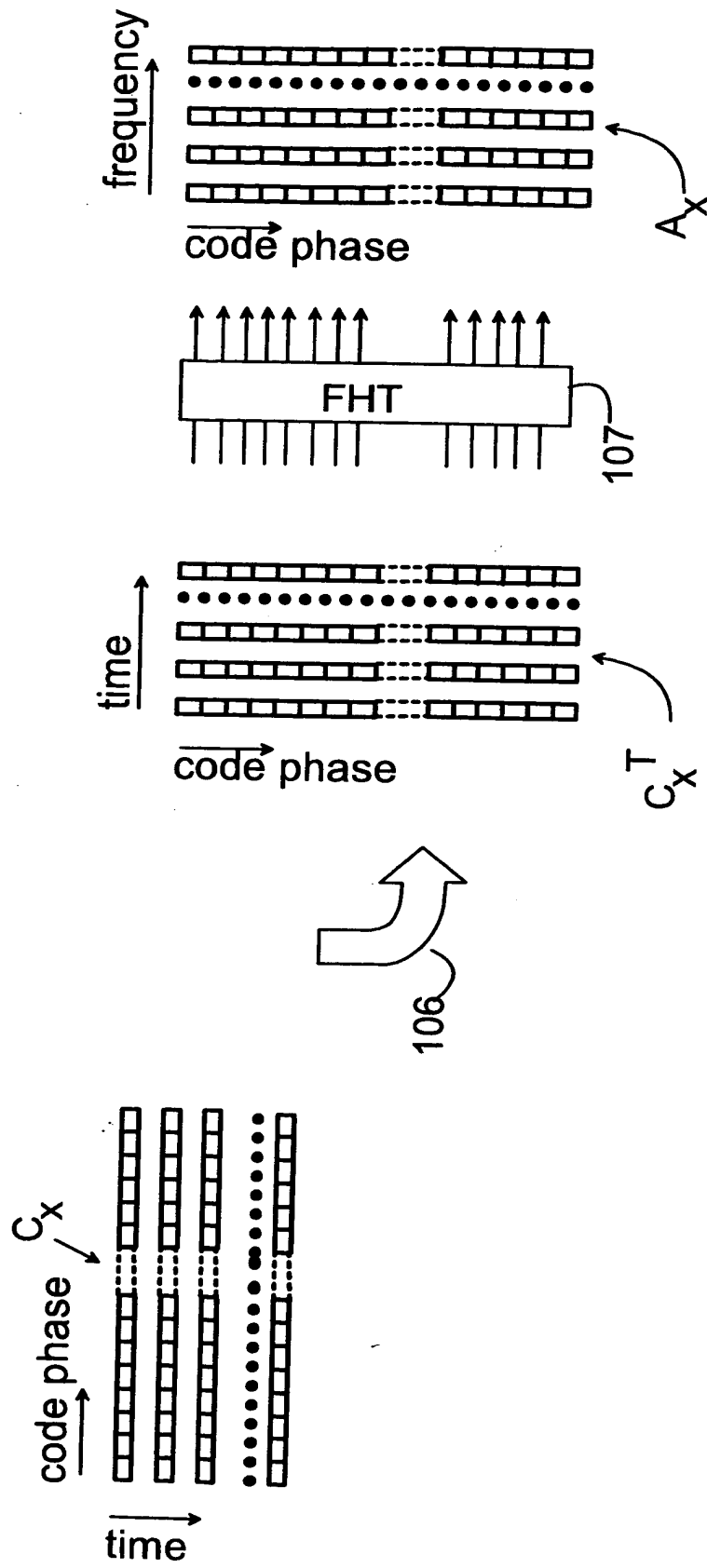
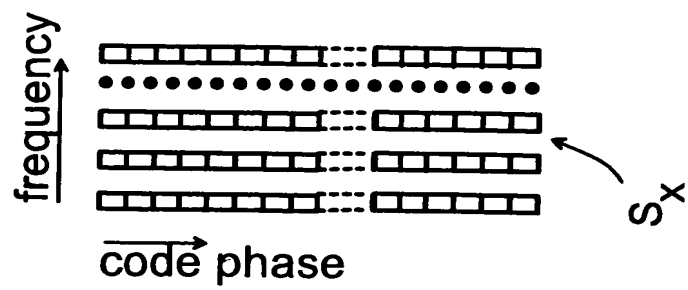


Fig. 3



=

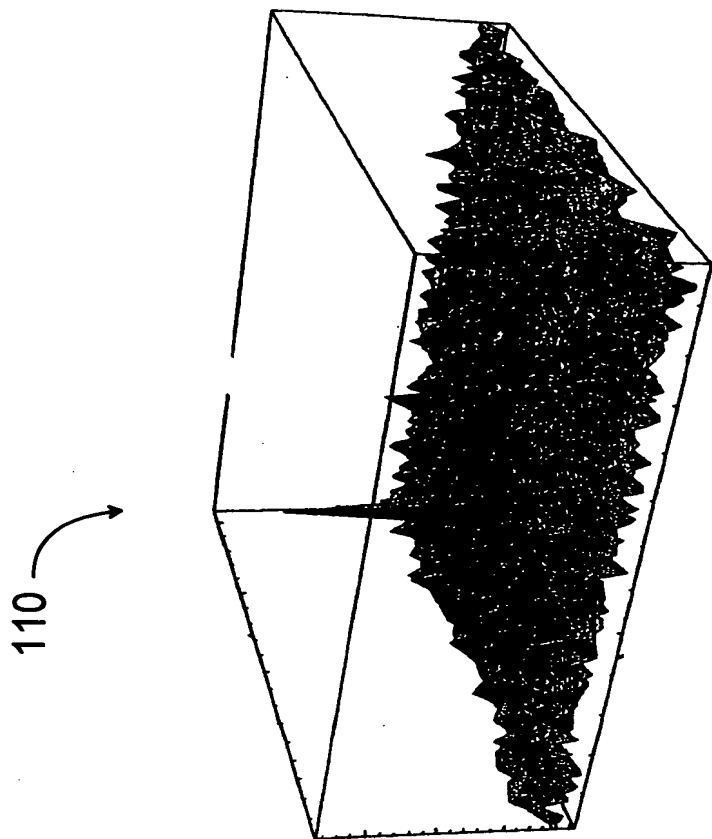
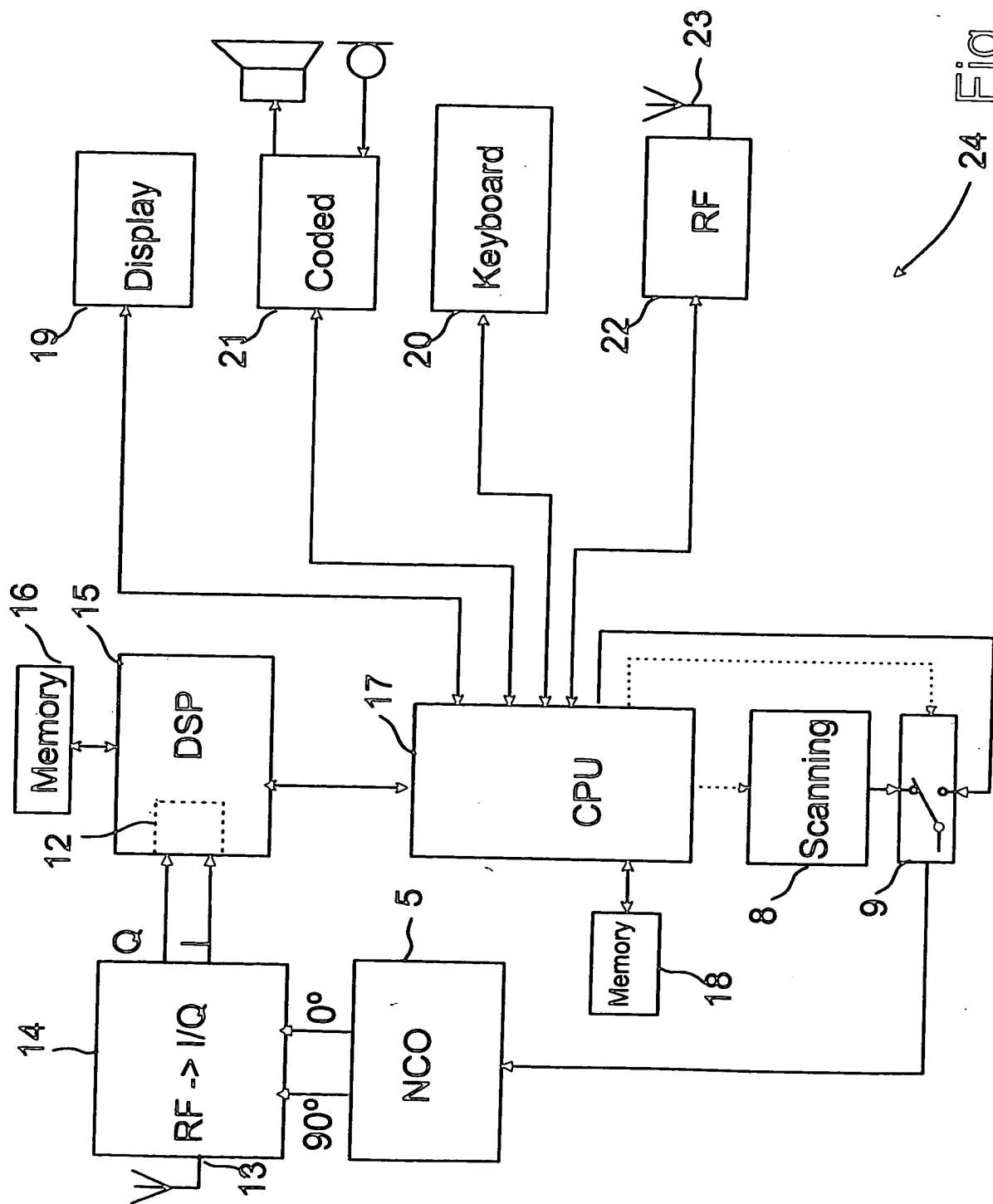


Fig. 4



24 Fig. 5

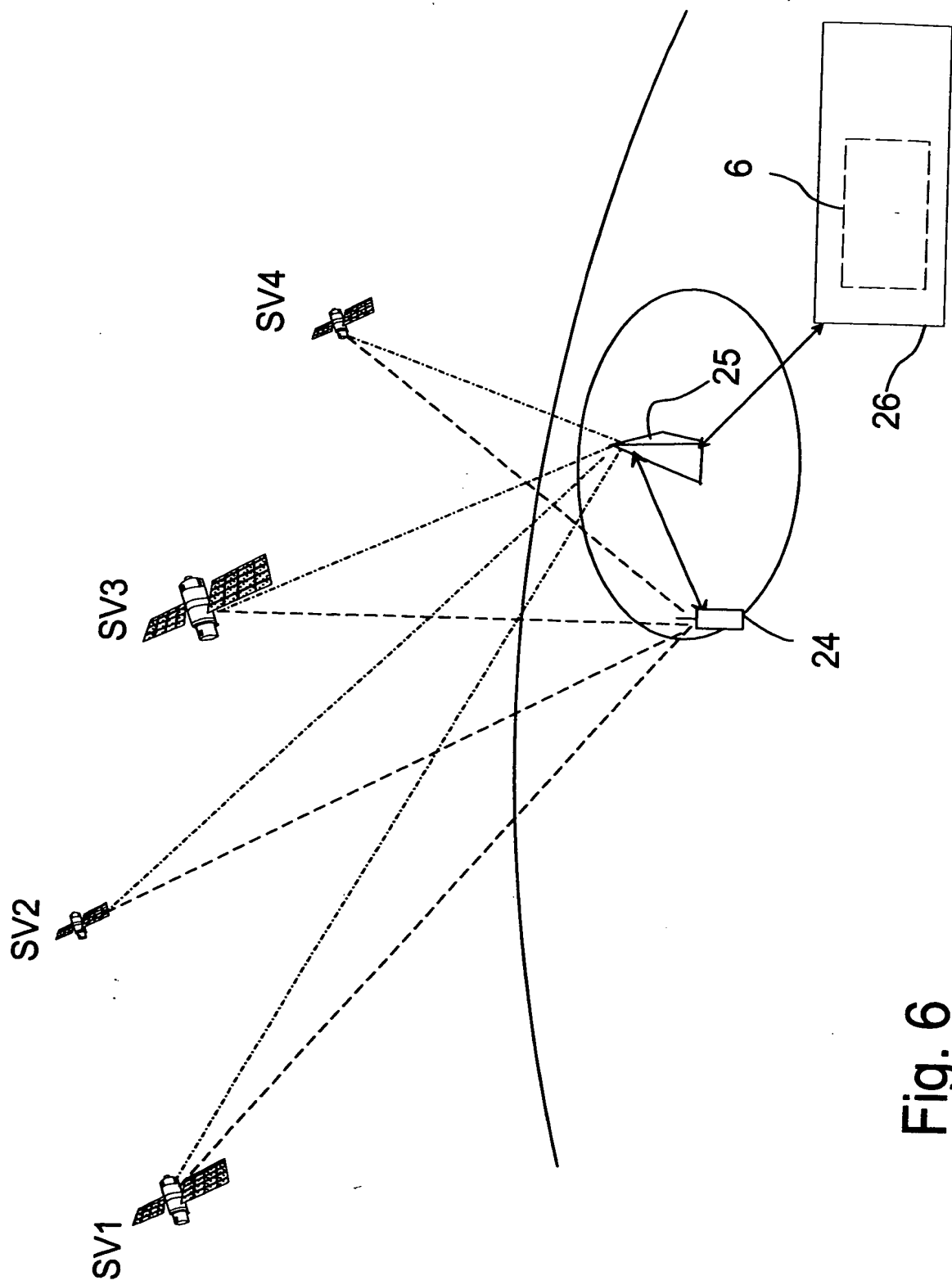


Fig. 6